RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 351 - Février 1977



Contrôleur auto-moto

Multimètre numérique 2000 points

Générateur d'impulsions

SSTV : Indicateur d'accord

(Voir sommaire détaillé page 35)

Suisse : 2,25 F - Canada : 0,85 Dollar - Algérie : 4,5 Dinars - Tunisie : 450 Mils - Espagne : 45 Pesetas

RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée

N° 351 février 1977

sommaire

Notre couverture : le premier article de ce numéro (pages 36 à 44) donne la description d'un contrôleur auto-moto destiné à effectuer et contrôler les réglages sur ces véhicules. (Cliché Max Fischer).

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
Tél. : 202-58-30

Tirage du précédent numéro
100 400 exemplaires

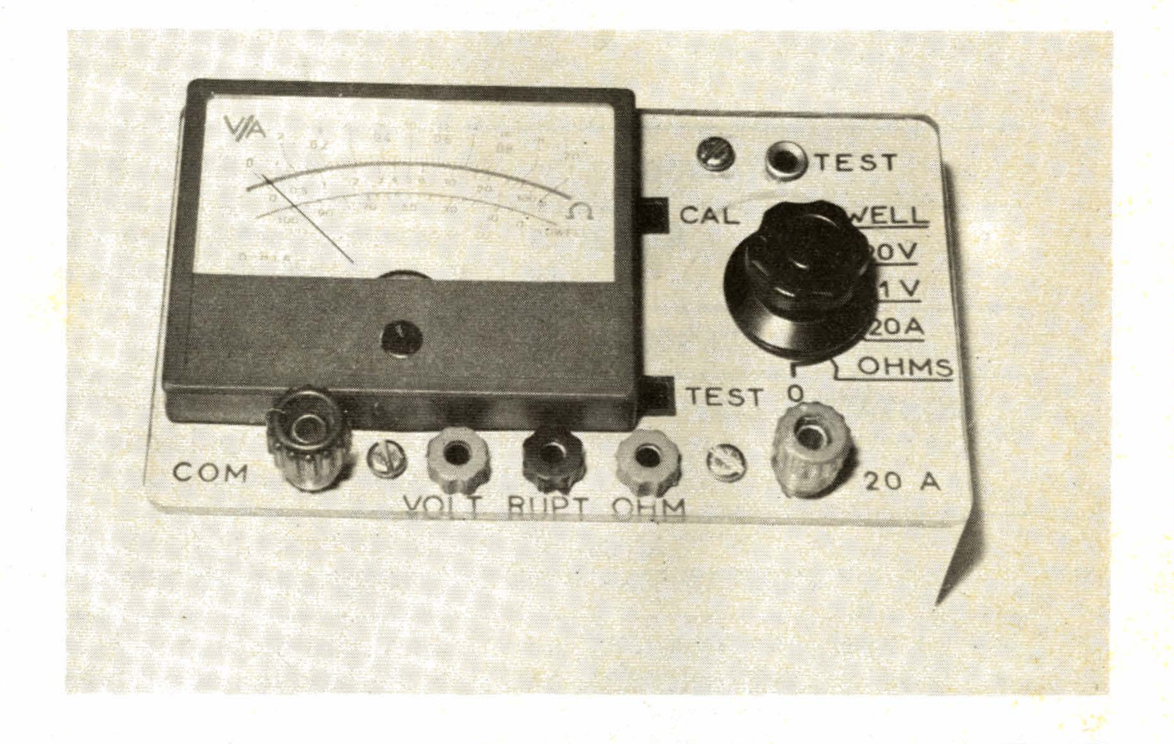
OJD DIFFUSION · PUBLICITÉ 1975

Publicité : Société Parisienne d'Edition
Département publicité
206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris
Tél. : 607-32-03 et 607-34-58

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **45 F** - Etranger : 1 an **60 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal

Dépôt légal - 1er trimestre 1977 - Editeur n° 492 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois -
Distribué par S.A.E.M. TRANSPORTS - PRESSE - Composition Comporapid - Imprimerie SIEP - 77120 AVON

Contrôleur universel spécial auto/moto



Le contrôleur universel peut être considéré comme l'outil de base de l'électricité, au même titre que le fer à souder. Lui seul permet d'effectuer toutes les mesures courantes qui s'imposent à chaque étape de l'étude et de la réalisation d'un montage, ou pour son dépannage. Un tel instrument peut rendre certains services dans le domaine de l'électricité auto, mais on ne tarde pas à en découvrir les limites : les calibres ne sont pas adaptés aux valeurs que l'on est appelé à mesurer, et de nombreuses fonctions restent inutiles alors que d'autres se font surtout remarquer par leur absence. Nous avons donc entrepris l'étude d'un contrôleur spécialement destiné à la mise au point et au dépannage des moteurs et circuits électriques des véhicules à deux ou quatre roues : ses calibres, plutôt inhabituels aux yeux de l'électronicien sont parfaitement adaptés aux grandeurs à mesurer, et certaines fonctions absentes des appareils courants ont été ajoutées. Il n'est d'ailleurs pas exagéré de parler d'un véritable banc de diagnostic de poche dont les possibilités n'ont rien à envier à celles des équipements professionnels pour garages.

I) Définition des mesures à effectuer :

1) Mesure des tensions

La tension que l'on aura le plus souvent à vérifier sur un véhicule à moteur est la tension de batterie, dont la valeur normale est de 6 à 7 volts ou bien de 12 à 14 volts selon le type (le modèle 24 volts est suffisamment rare pour ne pas avoir besoin de le prendre en compte ici).

Nous avons choisi un calibre 20 volts qui permet une lecture suffisamment précise des tensions de batterie ou de génératrice (dynamo ou alternateur) sans risque de surcharge. Ce calibre servira également à vérifier la tension disponible aux bornes mêmes de certains accessoires en fonctionnement (recherche des chutes en ligne) et à mener à bien certaines vérifications que nous détaillerons plus loin.

Un calibre auxiliaire de 1 volt est exclusivement consacré à la mesure des chutes de tension dans les câbles ou au niveau des raccordements vissés. La sensibilité est très suffisante pour mettre en évidence les moindres anomalies et permettre d'y remédier à temps.

2) Mesure des courants

Les courants que l'on peut être amené à mesurer sur un véhicule automobile sont assez importants. Mis à part le démarreur, qui absorbe une à plusieurs centaines d'ampères, tous les courants fournis ou consommés peuvent être mesurés au moyen d'un calibre 20 Ampères, dont l'échelle sera commune avec le calibre 20 volts (économie de place sur le cadran).

3) Mesure des résistances

Tous les accessoires électriques d'un véhicule automobile fonctionnant en basse tension et courant fort. C'est dire que les résistances rencontrées sont faibles. Un calibre étudié de telle sorte que le milieu de l'échelle corresponde à 5 Ω a donc été retenu. Permettant d'apprécier le dixième d'ohm, il peut servir à vérifier des résistances de contact (vis platinées, interrupteurs, clé de contact, etc.). Restant relativement précis jusqu'à 100 Ω environ, il peut servir à vérifier des enroulements de moteurs, bobine, dynamo, alternateur, relais, etc.

4) Mesure du dwell

Cette fonction est typique d'un contrôleur « spécial auto » : elle consiste, comme nos lecteurs le savent, à mesurer en pourcentage le rapport cyclique de fermeture du rupteur. Le réglage correct de ce paramètre est important pour la bonne marche du moteur. Une échelle de 0 à 100 % a été prévue, bien que la lecture se situe normalement aux alentours de 60 %.

5) Testeur de continuité

Ce circuit, plus connu sous le nom de « sonnette », sert à visualiser par allumage d'une lampe-témoin la liaison existant entre deux points. Ceci est particulièrement utile pour repérer des fils à l'intérieur d'un toron ou pour vérifier des masses.

6) Dispositif de calage de l'avance statique

Le réglage de l'avance statique, appelé « calage », s'effectue en faisant pivoter l'allumeur autour de son axe de façon à amener le point d'ouverture du rupteur en coïncidence avec une position bien particulière du vilebrequin qui peut être le point mort haut du cylindre 1 (avance initiale 0°) ou légèrement décalée (avance initiale non nulle). Cette position est matérialisée par un signe quelconque plus ou moins facile à repérer. Le dispositif de calage consiste en une lampe-témoin s'éclairant au point d'ouverture du rupteur, signalant ainsi l'endroit où l'allumeur doit être immobilisé (ce réglage s'effectue contact mis, mais bobine débranchée côté HT).

II) Les schémas de mesure

1) Mesure des tensions

Le schéma est donné à la **figure 1.** Tout l'appareil est bâti autour d'un galvanomètre à cadre de sensibilité 1 mA pleine échelle, livré avec une résistance de 1 KΩ pour fournir un calibre 1 volt pleine échelle. On déduira très simplement que la résistance série utilisée pour le calibre 20 volts doit être une 20 KΩ (2 × 10 KΩ en série). Nous sommes donc ici en présence d'un appareil 1 KΩ/volt, ce qui paraît faible en comparaison avec les 20 KΩ/volt des contrôleurs classiques. Cette valeur est toutefois parfaite pour les applications en électricité auto (recherche des fuites, sujet sur lequel nous reviendrons plus loin).

2) Mesure des courants

Notre ampèremètre de la **figure 2** utilise un voltmètre (réalisé comme le précédent) mesurant la chute de tension apparaissant aux bornes d'un shunt de 0,05 Ω monté en série dans le circuit à essayer. Une calcul simple montre que la pleine échelle correspond bien à 20 ampères.

3) Mesure des résistances

Le schéma que nous avons choisi (voir **figure 3**) n'est pas celui des ohmmètres classiques : son aiguille dévie en effet à fond en l'absence de résistance (R = ∞) et reste à zéro en présence d'un court-circuit (R = 0). De plus, la borne commune (masse) constitue le — ohmmètre et non le + comme dans les montages habituels, ce qui évite toute surprise. La résistance à mesurer constitue le bras inférieur d'un pont diviseur dont le bras supérieur vaut 5 Ω (2 × 10 Ω en

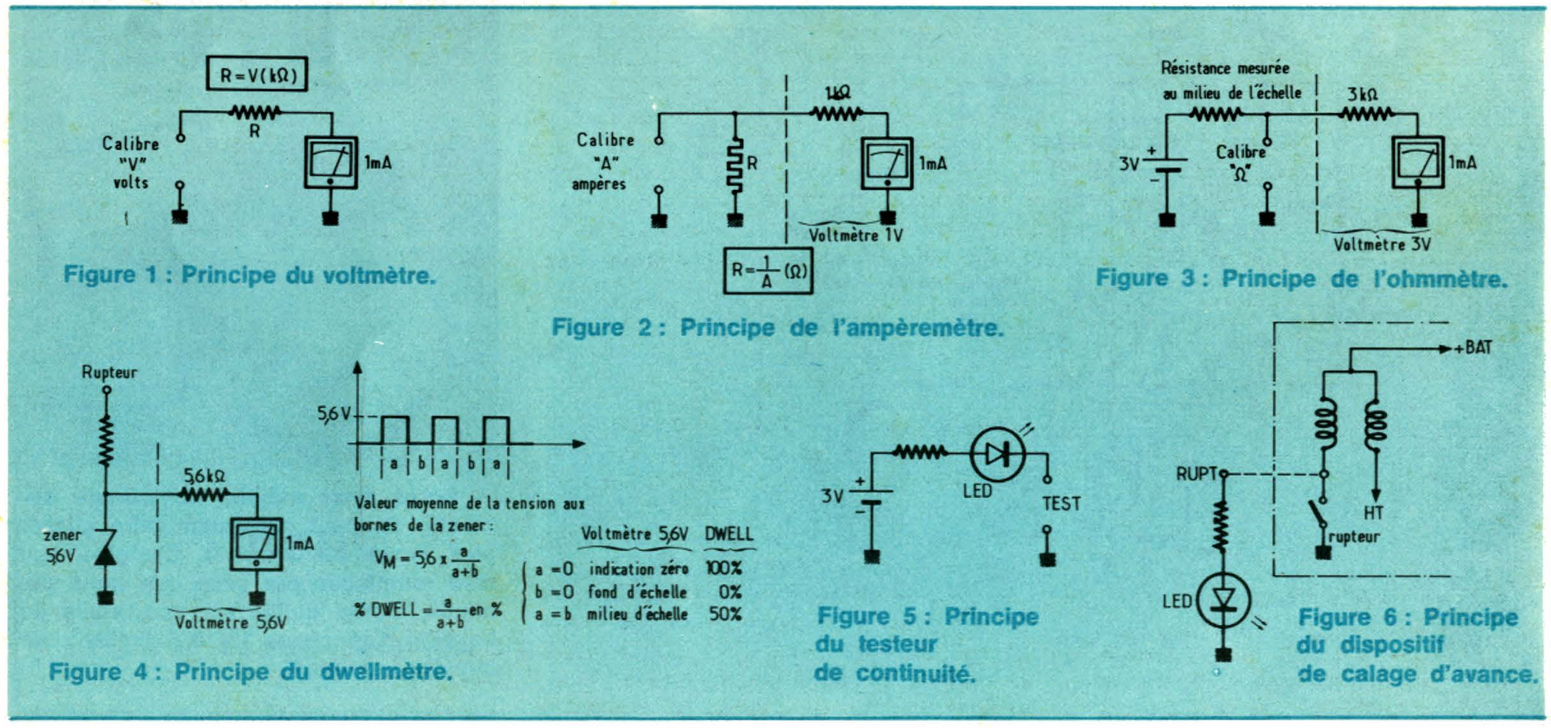


Figure 1 : Principe du voltmètre.

Figure 2 : Principe de l'ampèremètre.

Figure 3 : Principe de l'ohmmètre.

Figure 4 : Principe du dwellmètre.

Figure 5 : Principe du testeur de continuité.

Figure 6 : Principe du dispositif de calage d'avance.

parallèle). Ce pont est alimenté sous 3 volts par une pile standard, et sa tension de sortie attaque un circuit voltmètre 3 volts pleine échelle. Ceci explique que le milieu de l'échelle (bien sûr non linéaire) corresponde à 5 Ω.

4) Mesure du dwell

Le schéma de principe est celui de la **figure 4.**
Un calcul simple de valeur moyenne montre que le dwell est égal, à un facteur près, à la tension mesurée par un voltmètre continu branché aux bornes du rupteur (le zéro de l'échelle étant reporté à droite). Une diode zéner de 5,6 volts rend cette tension indépendante de l'état de charge de la batterie, et rend le facteur correctif égal à l'unité si le calibre du voltmètre est 5,6 volts pleine échelle (résistance de 5,6 KΩ en série avec l'appareil 1 mA).

5) Testeur de continuité

La **figure 5** nous en indique le principe. Une LED verte constitue un voyant très fiable, le courant est fixé par une résistance de 5 Ω (tension d'alimentation 3 volts). Lorsque le voyant ne s'allumera plus, cela signifiera que la tension de la pile a baissé dans des proportions suffisantes pour fausser les mesures de résistance et que son remplacement s'impose (on utilise ici le seuil de conduction des LED **vertes,** peu éloigné de 3 volts).

6) Dispositif de calage de l'avance statique

Une LED rouge, en série avec une résistance fixant le courant et branchée entre masse et rupteur s'éclairera dès l'ouverture du rupteur, matérialisant ainsi le point d'étincellement. Un calage très précis de l'avance initiale est dès lors possible. Voir **figure 6.**

7) Le schéma général

Le montage complet donne **figure 7** regroupe tous les schémas présentés ci-dessus, en utilisant le maximum d'éléments communs entre eux. Un commutateur rotatif sélectionne les fonctions, même si plusieurs cordons de mesure sont branchés simultanément (gain de temps lors d'un diagnostic complet).
Des protections efficaces sont prévues autour du galvanomètre, seule pièce fragile du montage :

— deux diodes Germanium tête-bêche limitent les surtensions qui pourront accidentellement être appliquées au cadre dans l'un ou l'autre sens ;

— deux positions « zéro » sur le commutateur de fonctions permettent de mettre le cadre en court-circuit lors du transport de l'appareil. Le freinage ainsi réalisé diminue de beaucoup les risques mécaniques encourus par l'équipage mobile.

III) Réalisation pratique :

1) Modification du galvanomètre

Le cadran d'origine (0 à 1 mA) ne convient pas pour les mesures que l'appareil doit être capable d'effectuer. Après avoir retiré l'entourage décoratif, on fera glisser vers le haut la plaquette graduée à l'aide d'une pointe de compas, par exemple.
On découpera un morceau de stratifié bakélite (ou même époxy 16/10) selon la **figure 8,** et on collera dessus, avec le plus grand soin, la nouvelle échelle que nous reproduirons ci-contre (on pourra au choix la découper ou en prendre une bonne photocopie). Cette nouvelle plaquette sera glissée à la place de celle qui a été retirée après éventuelles retouches au papier de verre (voir photo).

2) Réalisation du panneau frontal

Le boîtier que nous avons décidé d'utiliser étant un cadre en plastique pour montage de prises en saillie (Legrand réf. 891 50), dont l'esthétique est assez réussie malgré un prix des plus modiques, seul reste à façonner un panneau avant en plexiglas fumé. La **figure 9** donne les cotes de découpage et de perçage de cette pièce.

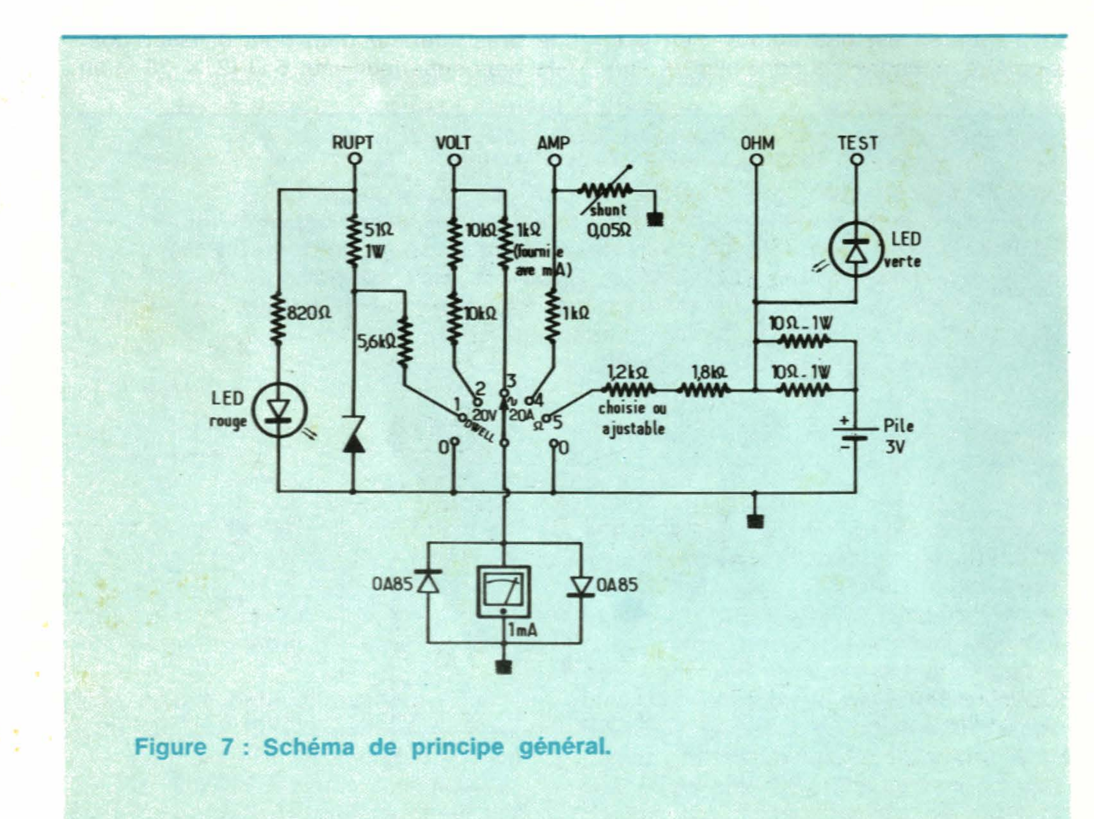


Figure 7 : Schéma de principe général.



— Après avoir déboîté l'entourage décoratif, on peut facilement faire glisser vers l'extérieur l'échelle d'origine, qui sera remplacée par celle que nous publions, contre collée sur une feuille de bakélite d'épaisseur 16/10 (bakélite pour circuits imprimés).

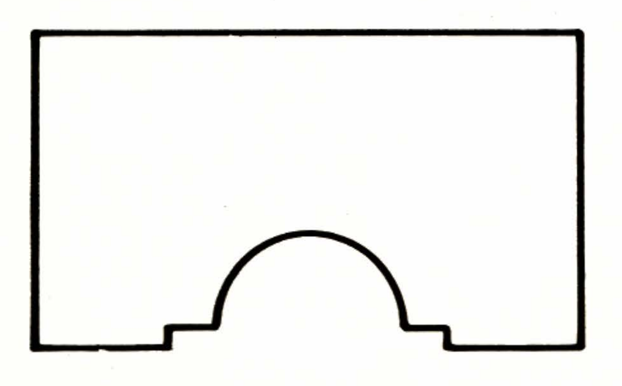


Figure 8 : Plan de découpe du support d'échelle (bakélite 16/10).

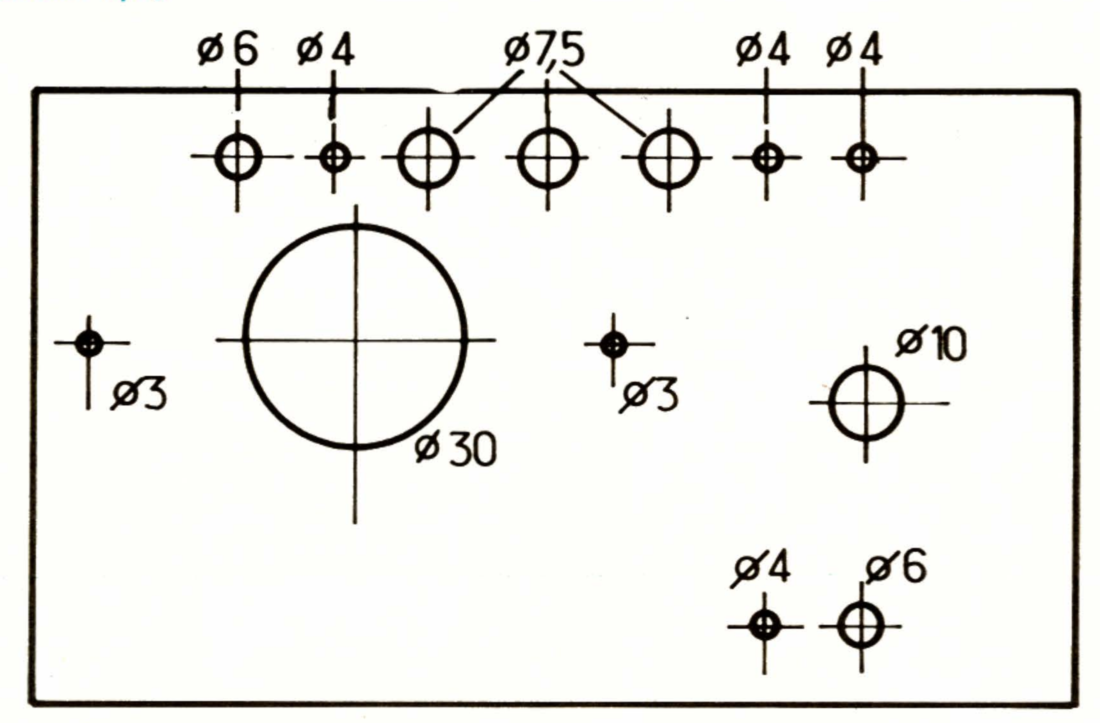
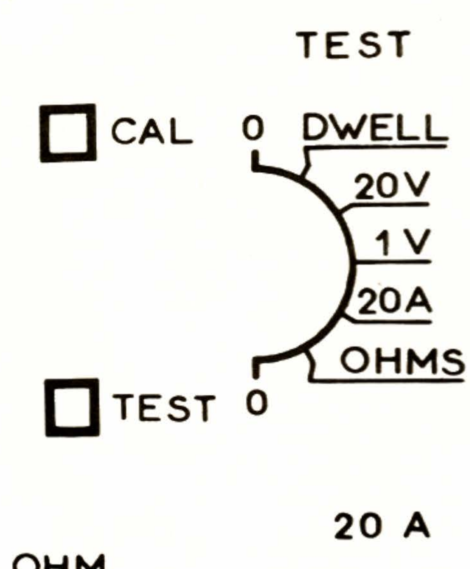


Figure 9 : Plan de perçage du panneau avant.



COM

20 A

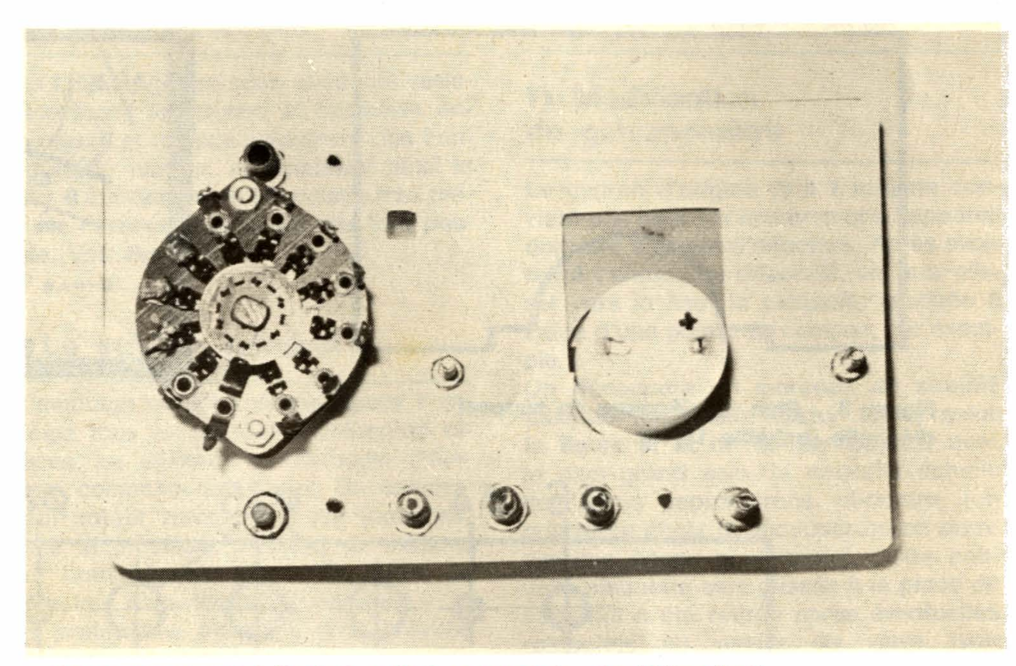
VOLT RUPT OHM

Figure 10 : La plaque-décor (éch. 1/1).

La **figure 10** reproduit les inscriptions à loger entre ce panneau et le cadre (fixation par 3 vis, la place de la 4e étant couverte par le galva). Sur ce panneau frontal seront fixés, tour à tour, le galvanomètre (deux tiges filetées), le commutateur rotatif (Jeanrenaud 1 circuit 11 positions bloqué à 7 positions au moyen de l'ergot prévu à cet effet), et les différentes bornes et douilles ∅ 4 mm d'accès à l'appareil.

On n'oubliera pas de découper à la lame de rasoir les deux ouvertures carrées, ménagées dans le panneau-texte, laissant voir les LED rouge et verte.

L'étape suivante consiste à monter le circuit imprimé sur les deux tiges filetées du galvanomètre, en interposant deux entretoises de 3 × 6 mm.



— Le panneau avant équipé, prêt à recevoir le circuit imprimé.

3) Le circuit imprimé

On tirera, de préférence sur époxy, le circuit représenté **figure 11,** et on découpera son contour comme indiqué. Ceci est indispensable pour permettre son insertion dans le cadre Legrand.

La **figure 12** donne le plan de câblage, qui ne soulève aucun commentaire particulier si ce n'est que les deux LED sont à souder côté cuivre, en pliant leurs pattes de façon à les amener en regard des ouvertures déjà mentionnées.

Pour les raccordements CI - extérieur, on se reportera utilement à la **figure 7** dont les références numériques sont les mêmes que sur la **figure 12.**

Le shunt de 0,05 Ω sera, lui aussi tiré sur **époxy** cuivré à 35 microns, d'après la **figure 13.** Les deux extrémités seront reliées aux bornes « COM » et « 20 A » au moyen de fil souple isolé de section 2,5 mm². La résistance de 1 KΩ sera reliée par un fil non pas à l'extrémité « 20 A » du shunt, mais à une prise intermédiaire dont l'emplacement exact sera déterminé lors d'un étalonnage par comparaison avec un autre instrument. Ce shunt sera collé à l'Araldite sur le fond de la boîte afin d'améliorer l'évacuation thermique. **(On limitera tout de même à une vingtaine de secondes les mesures de courants supérieurs à 10 ampères).**

Le panneau frontal rapporté sur le cadre, il doit rester à l'intérieur de celui-ci une place juste suffisante pour loger une pile ronde de 3 volts qui sera soudée « en volant » au bout des fils d'alimentation.

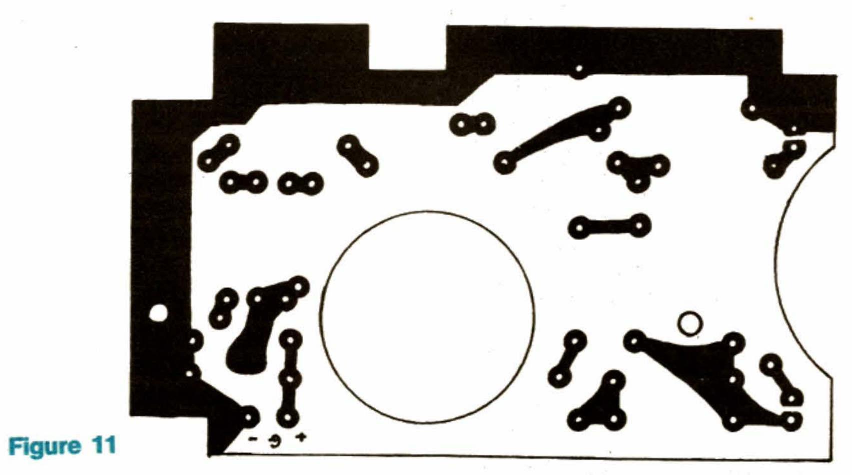


Figure 11

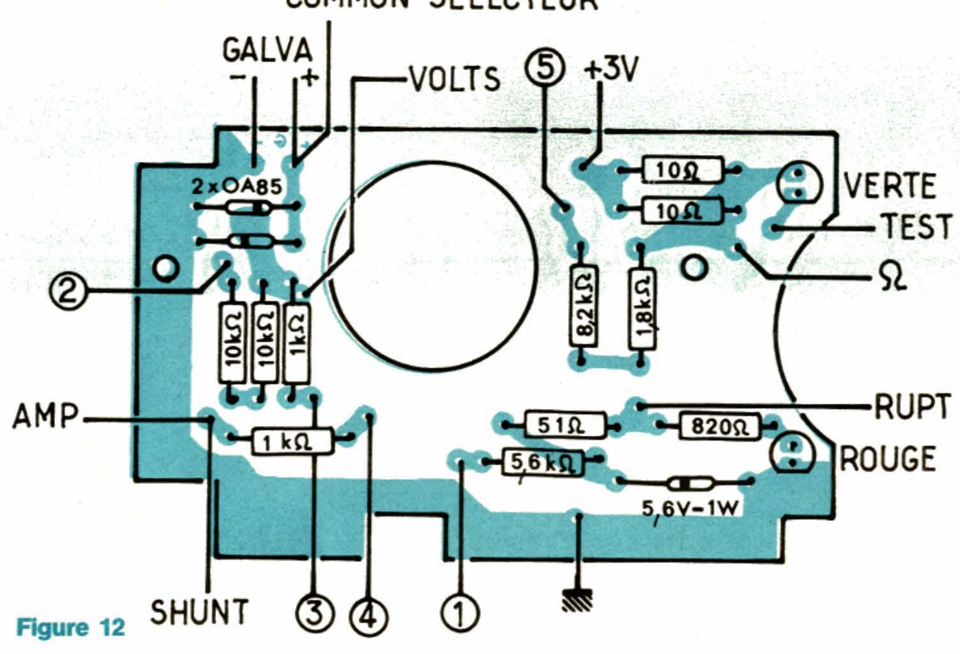
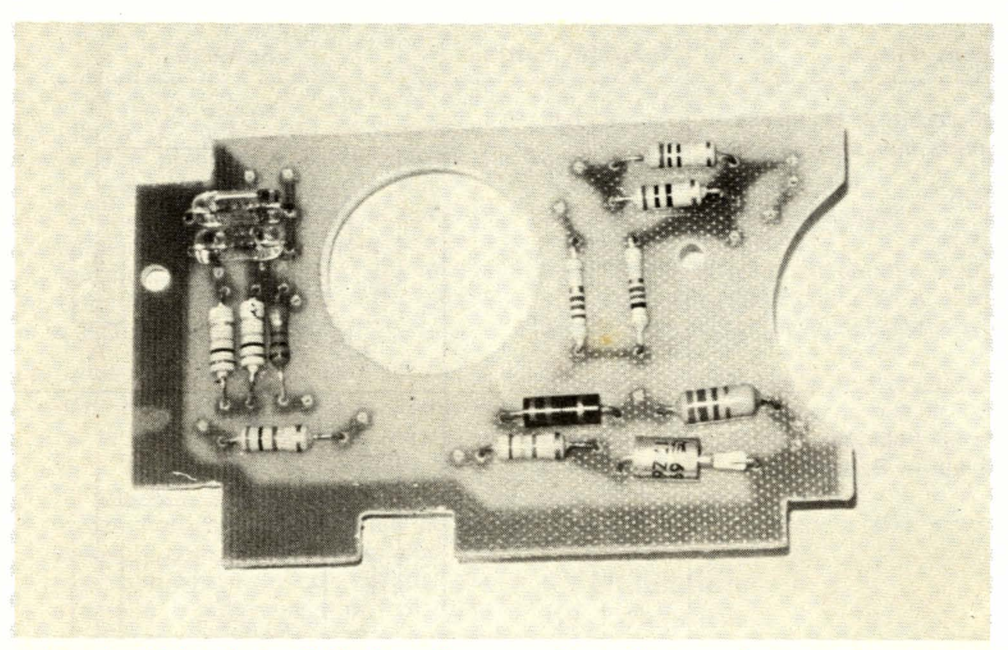


Figure 12



— Le circuit imprimé câblé. Les découpes, imposées par la forme du boîtier, se réalisent très facilement à la scie et à la lime.

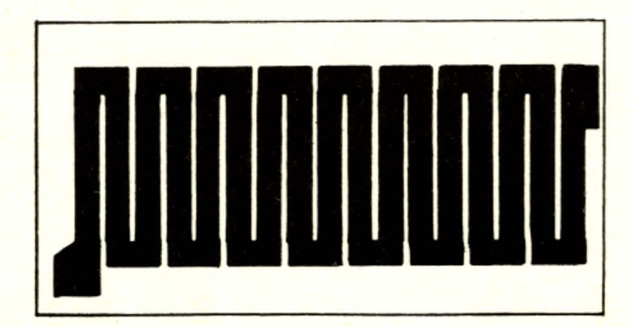
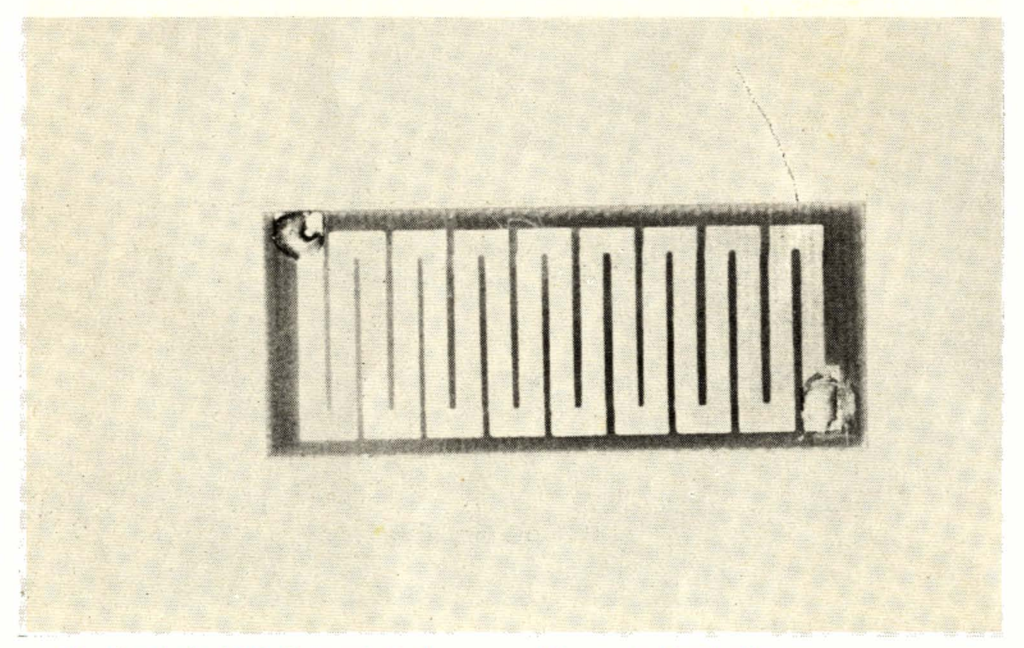


Figure 13 : Le shunt de 0,05 Ω.



— Le shunt de 0,05 Ω terminé. Il sera collé sur le fond afin d'assurer une bonne évacuation thermique.

IV) Utilisation :

Les opérations d'étalonnage étant réduites à leur plus simple expression (réglage du shunt de 0,05 Ω et, au besoin de la 1,2 KΩ de l'ohmmètre, lors de la mesure d'une résistance de 5Ω exacte), il suffit de vérifier rapidement le bon fonctionnement des différentes fonctions. En particulier, le contrôleur étant en position « dwell », si on applique une tension de 6 à 15 volts entre « COM » et « RUPT », le galva doit dévier exactement à fond l'échelle (0 % DWELL) et le témoin rouge (CAL) s'éclairer. La vérification de la « sonnette » ne pose aucun problème.

1) Utilisation du voltmètre

- La vérification la plus simple que permet le voltmètre est celle de la tension de batterie à vide (moteur arrêté et accessoires hors service). Dès que celle-ci devient inférieure, même de peu, à sa valeur nominale (6 ou 12 volts), une recharge s'impose. On utilise à cet effet le calibre 20 volts.
- Un autre paramètre important pour le bon fonctionnement du véhicule est ce que l'on a coutume d'appeler la **tension de démarrage.** Cette tension se mesure toujours sur le calibre 20 volts entre masse et borne « BAT » de la bobine d'allumage dans les conditions suivantes : fil HT de la bobine mis à la masse, moteur entraîné par le démarreur. Ce test permet de vérifier si le système d'allumage dispose d'une tension suffisante pour fonctionner correctement pendant que le démarreur tourne. Si la réponse est négative, il convient de vérifier dans l'ordre : la batterie, le câblage (serrage des bornes), enfin le démarreur. Ce genre d'anomalie a pour conséquence des départs laborieux à froid ou même à chaud.
- La mesure de la **tension de charge** (tension de batterie quand le moteur toure à 2.000 ou 3.000 tours) permet de dégrossir le contrôle de l'ensemble génératrice-régulateur. La tension mesurée doit se situer entre 12,5 et 14 volts (6,2 et 7 volts pour une batterie 6v).
- Un contrôle plus fin de la dynamo seule peut s'effectuer en débranchant les fils qui y aboutissent et en strappant ses deux bornes (EXC et DYN). En faisant tourner le moteur au ralenti accéléré (ne pas dépasser 10.000 tours), on doit relever une tension de plusieurs volts entre les deux bornes et la masse. Dans le cas contraire, la dynamo est défectueuse, ce qui ne met pas pour autant le régulateur hors de cause, une panne de celui-ci pouvant détruire la dynamo.

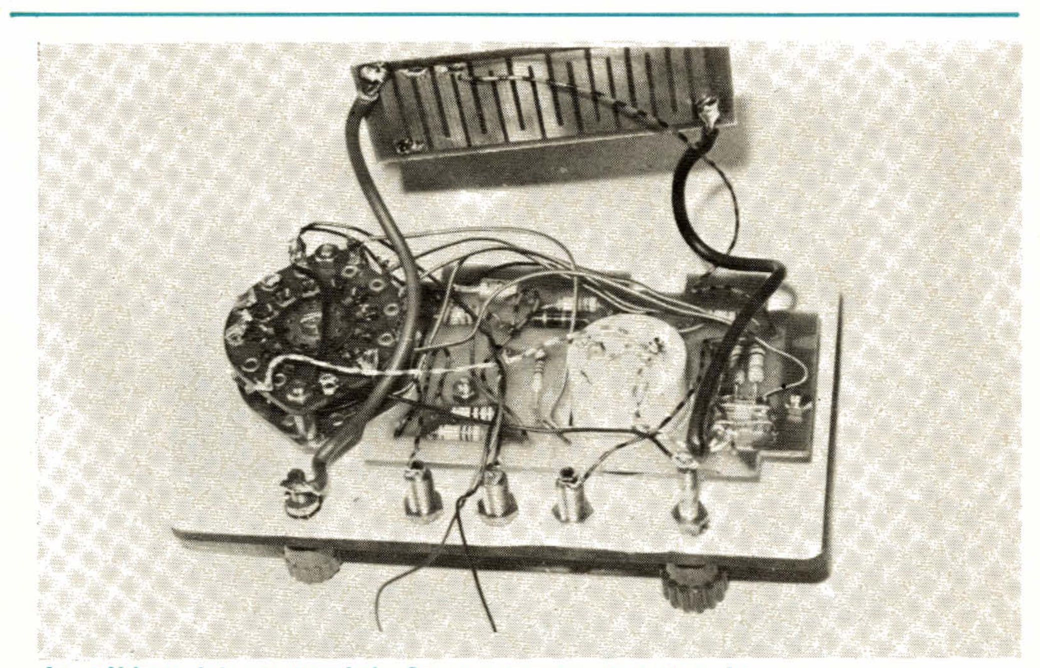
TABLEAU DES MESURES DES CHUTES DE TENSION SUR LES LIGNES			
Mesure	**Conditions d'essai**	**Résultat normal**	**Schéma**
Chute ligne démarreur	Rupteur en court-circuit à la masse, démarreur en service mesure sur borne démarreur.	⩽ 0,3 V	Démarreur 1V BAT.
Chute masse batterie-bloc moteur ...	Mêmes conditions + voltmètre sur le bloc moteur COM au — Batterie.	⩽ 0,2 V	Démarreur 1V BAT.
Chute circuit BT allumage	Rupteur en court-circuit mesure entre + batterie et borne BAT de la bobine. Manœuvrer plusieurs fois la clé de contact. (Mettre tous les accessoires hors-service).	⩽ 0,5 V	Contact H-T. BAT. Delco

• Une autre fonction importante du voltmètre est le contrôle des chutes de tension le long d'une ligne parcourue par un courant. On utilise à cet effet le calibre 1 volt. Le pôle plus en est relié côté + batterie (amont) et le commun côté ultérieur (aval). Il va de soi que l'essai n'a pas de sens si les équipements alimentés par la ligne en test sont hors service les tests les plus courants ci-dessus :

Une lecture hors limites peut avoir trois causes distinctes :

— mauvais serrage de bornes ou raccords,
— oxydation des cosses ou des vis de bornes,
— fils en mauvais état (brins coupés).

De telles anomalies ne peuvent se déceler que par ce genre de mesure, car elles ne se traduisent pas par des pannes franches, mais plutôt par une réduction des performances (mauvais démarrage, baisse du rendement).



— **Le câblage interne terminé. On remarquera que tous les circuits sont fixés sur le panneau avant, ce qui simplifie le montage et un éventuel dépannage.**

• Une dernière utilisation, qui nous éloigne de la fonction « voltmètre », consiste à détecter les fuites à la masse dont peuvent souffrir les accessoires ou tout simplement le câblage. Ces fuites permettent à la batterie de se décharger lentement, presque imperceptiblement, ce qui conduit tôt ou tard à la panne au démarrage. La cause principale est l'accumulation d'humidité ou de poussières conductrices. L'intervention de remise en état consiste souvent en un simple nettoyage à l'alcool à brûler.

La procédure d'essai est la suivante :

— débrancher de la masse la borne — de la batterie (il suffit le plus souvent de dévisser de quelques tours un papillon plastique) ;
— mettre hors service tous les accessoires, y compris ceux à fonctionnement permanent (montre de bord par exemple). Fermer les portières afin d'éteindre le plafonnier. Couper le contact, bien évidemment ;
— brancher le voltmètre (calibre 20 volts puis 1 volt) entre masse (+ volt) et borne négative de la batterie (COM). L'appareil ne doit pas dévier. Dans le cas contraire, il existe une fuite à la masse qui peut être localisée en débranchant dans l'ordre les fils alimentant les accessoires suivants :

contact de feux de stop,
interrupteur éclairage intérieur,
relais d'avertisseur,
commande de démarreur (solénoïde),
clé de contact,
régulateur,
antibrouillards,
longue portée,
codes et feux de route
interrupteur du climatiseur,
condensateurs d'antiparasitage,
dynamo ou alternateur.

Pour une fuite résistant à cette recherche, une vérification plus fine s'impose, qui représente un travail de longue haleine.
Le même principe peut être utilisé pour déceler les fuites du condensateur l'allumage, préalablement débranché.

2) Utilisations de l'ohmmètre

L'ohmmètre, secondé par l'indicateur de continuité, sert à vérifier le câblage général et surtout à mesurer toutes les résistances que l'on peut rencontrer sur un véhicule (enroulements de relais, dynamo, alternateur, démarreur, moteur, régulateur). Il permet également le contrôle des diodes d'un alternateur. On se souviendra que les fils de bougies possèdent une résistance assez élevée (antiparasite) et qu'il convient d'en tenir compte lors d'un contrôle de continuité.

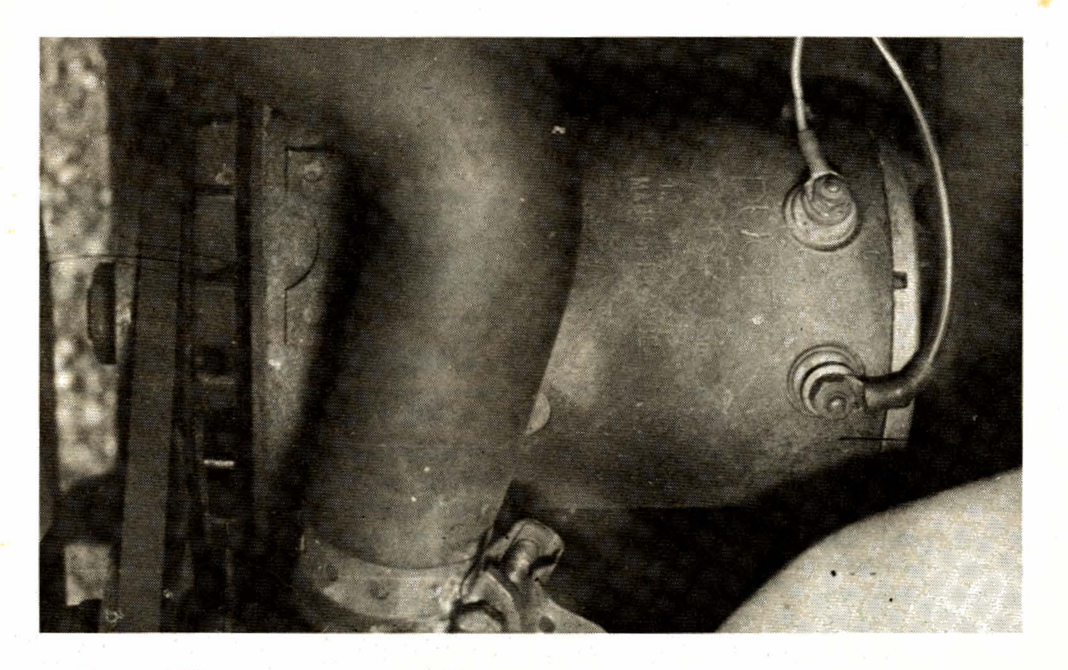
La partie gauche de l'échelle servira à vérifier les résistances de contacts (interrupteurs, clés, comodo, etc.). Pour les vis platinées, cette résistance ne devrait pas dépasser 0,1 Ω.

3) Utilisation de l'ampèremètre

Cet instrument est capable de mesurer tous les courants circulant dans les fils d'un véhicule, à l'exception de la ligne de démarreur. Est-il besoin de rappeler que cet appareil se branche en série dans le circuit à vérifier, et que la borne « COM » doit être reliée au circuit aval. Nous citerons à titre d'exemple la mesure du courant primaire de bobine, la vérification des circuits de clignotants, des chargeurs de batterie, et en général le contrôle de la consommation des accessoires les plus divers. On évitera, lors de la mesure de courants dépassant 10 ampères, de prolonger la mesure au-delà de vingt à trente secondes.

4) Réglage de l'allumage

Dans l'esprit de l'automobiliste moyen, cette opération évoque l'emploi d'un important banc de contrôle, et excuse au besoin une facture un peu lourde. Notre contrôleur, permet de procéder à ce réglage dans les meilleures conditions. Deux étapes doivent se suivre **dans l'ordre :**



— Pour vérifier une dynamo, la débrancher, court-circuiter ses deux bornes et la faire tourner à environ 1.000 t/mn. On doit relever une tension de plusieurs volts sur les 2 bornes.

Réglage du dwell

Relier la borne « RUPT » du contrôleur à la borne BT de l'allumeur, et la borne « COM » à la masse, le moteur tournant au ralenti accéléré. Effectuer la lecture sur l'échelle « % DWELL » et comparer le résultat aux spécifications du constructeur. Si la lecture est incorrecte, vérifier l'écartement des contacts du rupteur au moyen d'une jauge d'épaisseur, ainsi que leur **état d'usure.** Un réglage précis peut s'effectuer en retirant le couvercle de l'allumeur et en entraînant le moteur au moyen de démarreur. L'action sur la vis de réglage doit permettre de rejoindre la fourchette correcte sauf usure excessive de la came. On notera que le fait d'augmenter l'écartement des grains de contact fait diminuer le DWELL et inversement.
On pourra vérifier si le DWELL reste constant en fonction de la vitesse du moteur (vérification mécanique de l'allumeur).

Calage de l'allumeur (avance initiale)

Le moteur étant à l'arrêt et la bobine débranchée, entraîner le moteur à la manivelle jusqu'à ce que les deux repères de calage prévus par le constructeur arrivent en regard. A cet instant précis, le témoin rouge du contrôleur doit s'éclairer si le contact est resté mis pour cet essai. Dans le cas contraire, débloquer la bride de fixation de l'allumeur et faire pivoter celui-ci autour de son axe jusqu'à rétablir le point d'allumage correct avec le plus de précision possible.

Deux remarques : la première concerne l'emplacement des repères de calage, qui varie beaucoup d'un moteur à l'autre (poulie de vilebrequin, roue de chaîne de distribution, volant, etc.). Il est prudent de se référer à une revue automobile spécialisée ou à la rigueur à la notrice du véhicule. Le second provient notice du véhicule. La seconde provient vent pas de manivelle. Dans ce cas, le calage s'effectuera en tournant le moteur à la main, bougies enlevées, ou en poussant la voiture sur une aire plane, 4e vitesse en prise.

Cas particulier des deux-roues

Si sur les grosses motos possédant un système d'allumage par batterie les opérations à effectuer sont sensiblement les mêmes, il n'en va pas de même pour les cyclomoteurs et vélomoteurs équipés d'un volant magnétique. Le calage de l'avance se fera au moyen de la « sonnette » après avoir déconnecté le rupteur de la bobine. Le point d'allumage sera alors matérialisé par l'extinction du témoin vert. C'est bien sûr la borne « TEST » du contrôleur qui sera reliée au rupteur. La mesure du dwell ne présente aucun intérêt puisque rien n'est prévu pour le régler.

V) Conclusion :

Pour un prix de revient inférieur à celui d'un contrôleur classique, cet appareil permet de vérifier en détail et de régler avec précision tous les organes électriques d'un véhicule à moteur. Il trouve sa place dans la boîte à gants de la voiture aussi bien que dans l'atelier du garagiste encore dépourvu d'un matériel de test approprié. La précision des mesures dépend de deux facteurs : la classe du galvanomètre (2,5 pour le modèle choisi, ce qui correspond à une erreur au plus égale à 2,5 % du calibre mis en œuvre) et la tolérance des résistances employées. Des modèles à 2 % (à la rigueur 5 % sont à proscrire totalement, sauf dans les circuits de LED. Si la marche à suivre que nous avons décrite est respectée, l'appareil revêt un aspect attrayant et jouit d'une robustesse suffisante pour supporter un usage intensif.

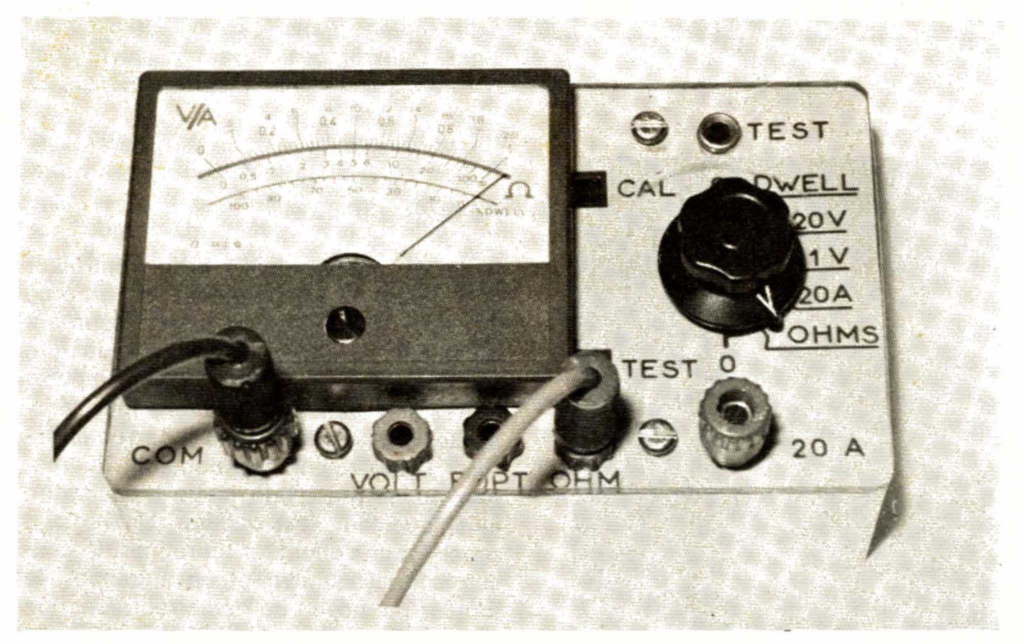
Patrick Gueulle

Nomenclature

1) **Appareil à cadre DC :**
1 mA avec résistance pour 1 volt (1 KΩ).
2) **Semiconducteurs :**
2 × 0 A 85, 1 LED rouge, 1 LED verte,
1 × zéner 5,6 v 1 W.
3) **Résistances** (à couche ± 5 %)
0,5 watt sauf mention contraire :
2 × 10 Ω 1 W ;
1 × 51 Ω 1 W (10 %) ;

2 × 10 Ω 1 W ;	1 × 1,2 KΩ.
1 × 51 Ω 1 W (10 %) ;	1 × 1,8 KΩ.
1 × 820 Ω (10 %) ;	1 × 5,6 KΩ
1 × 1 KΩ ;	2 × 10 KΩ

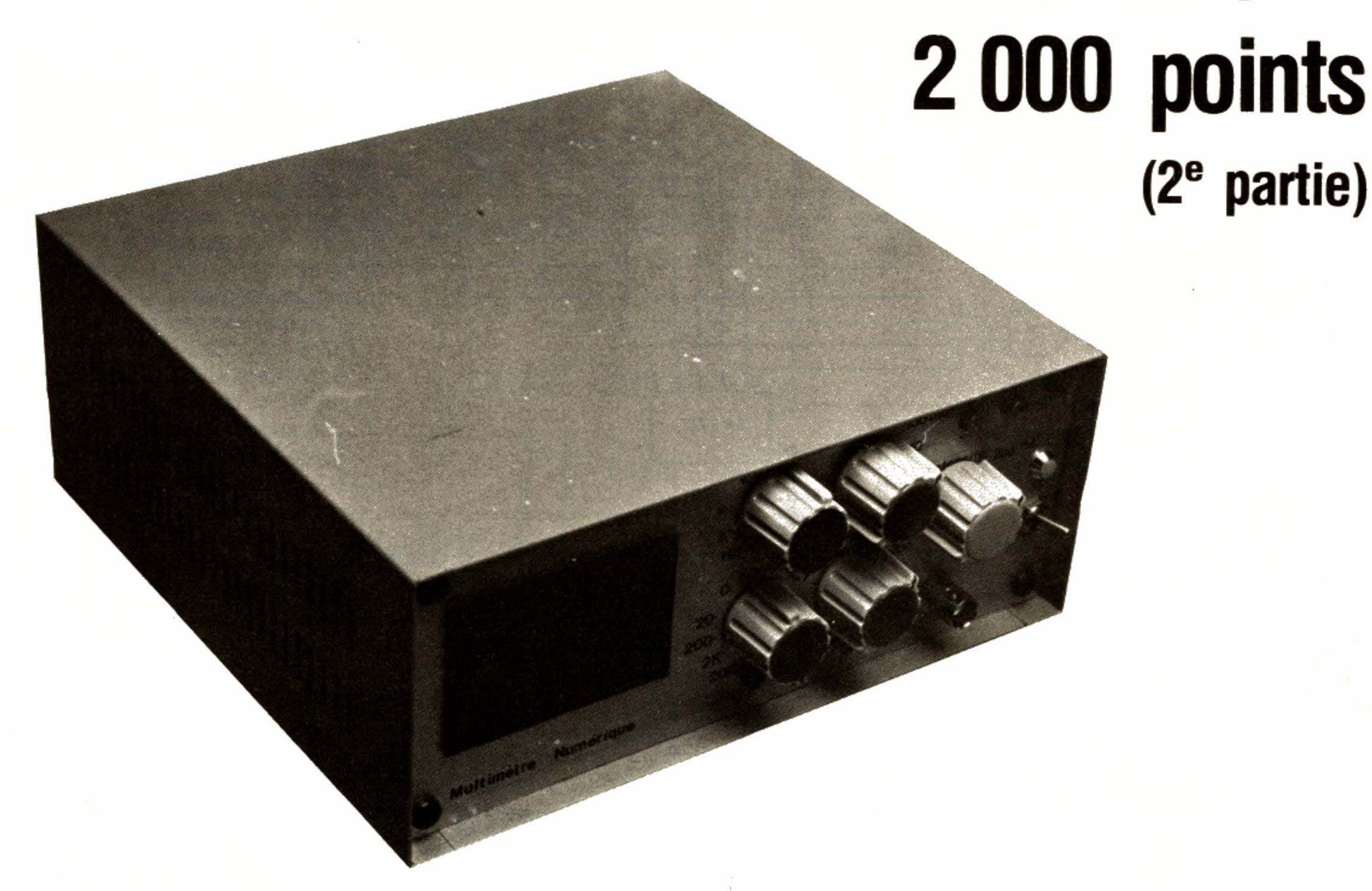
4) **Commutateur rotatif :**
Jeanrenaud 1 galette, 1 circuit, 11 positions bloquées à 7 avec bouton.
5) **Divers :**
1 pile ronde 3 V,
1 cadre Legrand 891 50,
plexiglas fumé,
bornes et douilles suivant possibilités (voir photos) ∅ 4 mm,
fils, visserie,
pointes de touches avec fiches bananes ∅ 4 mm.



— Le zéro de l'échelle « Ω » est le même que celui des échelles « V » et « A », ce qui est inhabituel mais favorable à la mesure des faibles résistances. Lorsque les pointes de touche sont séparées, le galvanomètre dévie donc à fond. On notera également que la borne « OHM » est positive par rapport au commun, ce qui est tout aussi inhabituel, mais très pratique.

Réalisation d'un multimètre numérique 2 000 points

(2e partie)



III) Commutateur automatique de gamme

Principe de fonctionnement

Le schéma complet du commutateur automatique est donné à la **figure 14.** La quadruple porte Siliconix DG 201 est la pièce maîtresse de ce premier circuit auxiliaire qui permettra une mesure automatique sur les gammes 0,2 V à 2.00 V. Le circuit est initialement positionné sur la gamme la plus sensible, le signal B4D4 positionne les sorties parallèles A, B, C, D au « l » logique ; les entrées du circuit de commande grâce à l'information D1 + D2 + D3 + D4 vers la gamme correspondant alors à la valeur à mesurer. Dans l'exemple proposé : 12 mesures par seconde, il faudra 5 mesures préalables dans le cas le plus défavorable, soit un temps t = 4/10 s avant de pouvoir lire la mesure.
Sur la gamme 200 mV, l'entrée série est à « 0 » et la diode située à gauche du digit 4 est allumée. Pour les gammes supérieures, 2 V à 2.000 V, une des sorties A, B, C, D, correspondant à la gamme commutée est à « 0 », la LED correspondante est allumée alors que l'entrée série est remise à « 1 ». L'impédance d'entrée du voltmètre sur les gammes 2 V à 2.000 V est supérieure à 100 MΩ et supérieure à 1.000 Ω sur la gamme 0,2 V. La résistance d'entrée de 100 MΩ, préalablement nettoyée et parfaitement dégraissée sera soudée à 5 mm du circuit ainsi que les deux diodes zéners de protection Z1 et Z2. On évitera ainsi l'existence de résistances parasites pouvant prendre d'importantes proportions par rapport aux valeurs intrinsèques des trois éléments considérés.
La résistance interne d'un commutateur P MOS fermé est évalué dans les conditions typiques d'utilisation à 160 Ω. On utilise donc quatre résistances à couche métallique et haute stabilité, et quatre potentiomètres Cermet pour permettre l'ajustement des 4 gammes les plus grandes.

Réalisation pratique

La **figure 15** donne le tracé du circuit imprimé, la **figure 16** complétée de la photographie, l'implantation des divers composants.

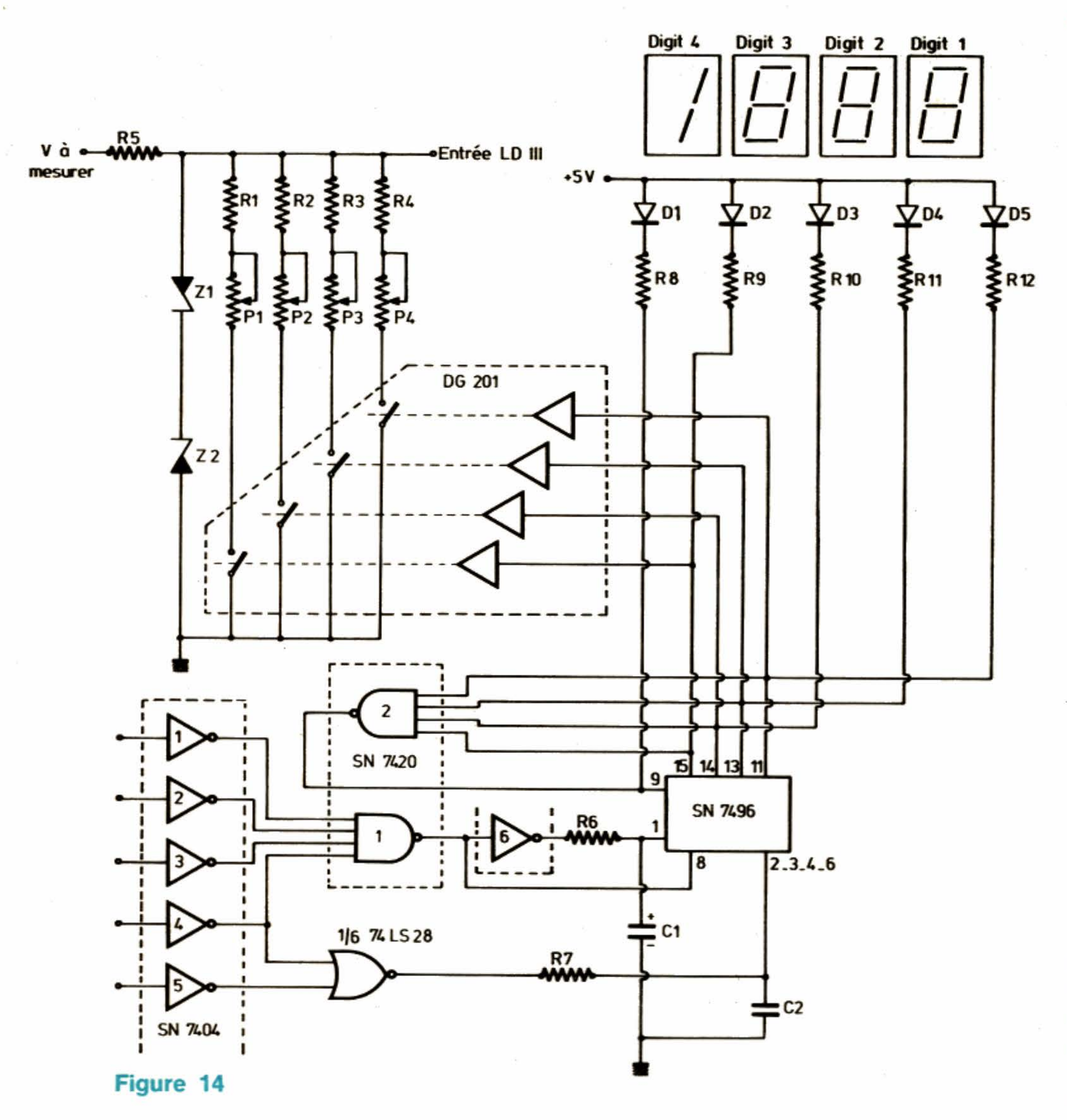


Figure 14

Vue du commutateur automatique de gammes

Mise au point et réglage

Le convertisseur analogique-numérique peut afficher un résultat avec 0.05 % de précision + ou — un bit. Il est bien évident que cette précision ne sera obtenue que par un ajustage précis du compteur. L'idéal étant bien sûr d'utiliser une pile étalon ou une source de tension de référence connue à mieux de 0,05 % ou un voltmètre ayant une précision similaire. La première manipulation consiste à débrancher l'entrée du convertisseur A/N, d'appliquer à l'entrée une tension continue (pile, source) comprise entre 100 et 200 mV et d'ajuster P1 du convertisseur.

La qualité de ce réglage est capitale car elle détermine le bon fonctionnement du multimètre pour toutes les fonctions et gammes.

On connecte ensuite la sortie du commutateur automatique à l'entrée du convertisseur A/N puis on recommence la manipulation avec :

- V compris entre 1,5 V et 2 V : réglage de P4 = 2,2 KΩ.
- V compris entre 15 V et 20 V : réglage de P3 = 22 KΩ.
- V compris entre 150 V et 200 V : réglage de P2 = 220 KΩ.
- V compris entre 1.500 V et 2.000 V : réglage de P1 = 2,2 MΩ.

Pour la dernière gamme : 2.000 V pleine échelle, la précision est moins critique, on peut utiliser un pont de diodes branché sur le secondaire HT d'un transformateur d'alimentation.

c) Nomenclature du commutateur automatique de gamme

R_1 = 10 MΩ 5 %
R_2 = 931 KΩ 1 % Sfernice
R_3 = 93,1 KΩ 1 % Sfernice
R_4 = 9,31 KΩ 1 % Sfernice
R_5 = 100 MΩ 5 % Sfernice
R_6 = 330 Ω 5 %
R_7 = 330 Ω —
R_8 = 1 KΩ —
R_9 = 1 KΩ —
R_{10} = 1 KΩ —
R_{11} = 1 KΩ —
R_{12} = 1 KΩ —
Z_1 = 1 N 751
Z_2 = 1 N 751
ou autre Zener, 5,1 V 400 mW
D_1 à D_5 = TIL 209 A
C_1 = 10 μF 10/12 V
C_2 = 10 nF
Circuits intégrés
D_6 201
SN 7496
SN 54 LS 28
SN 7404
SN 7420

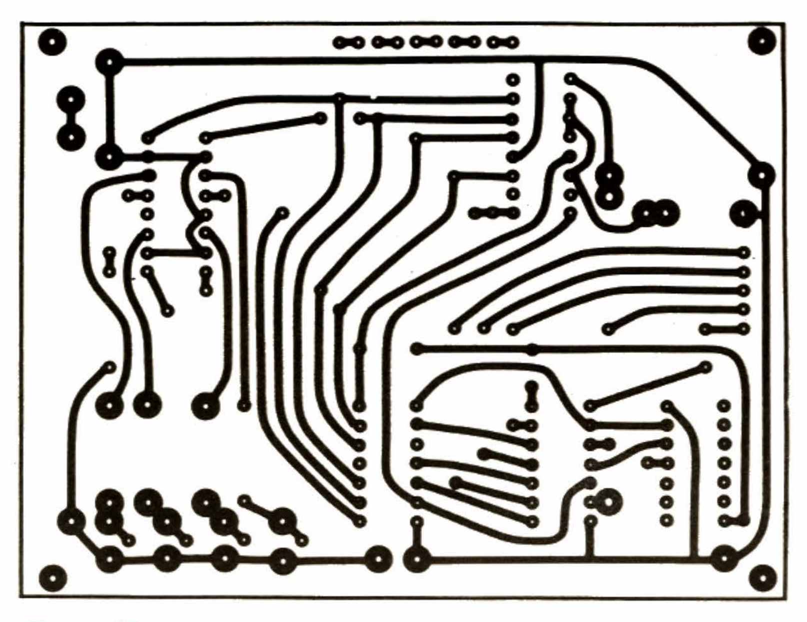


Figure 15

ENTRÉE LDIII

220kΩ

SN7420

SN7404

54LS28

0 V

5 V

VERS ALIMENTATION

10MΩ

9,31kΩ

93,1kΩ

931kΩ

100 MΩ

330Ω

D4

B4

D3

D2

D1

VERS LOGIQUE ET ANALOGIQUE LDIII ET LDII4

DG201

10nF

10µF

SN7496

1kΩ

GAUCHE DIGIT 4

DROITE DIGIT 1

GAUCHE DIGIT 1

G G

D3 D2

+12V -12V

VERS ALIM

TENSION A MESURER

VERS COMMUTATEUR DE FONCTIONS

VERS CIRCUIT AFFICHEUR

Figure 16

IV) Pont de mesure pour résistances

L'adjonction d'un circuit simple construit autour de deux AOP Siliconix L 144 permet la mesure des résistances sur six gammes: 20 Ω, 200 Ω, 2.000 Ω, 20 KΩ, 200 KΩ, 2 MΩ pleine échelle. Chaque boîtier L114 contient 3 AOP. Le courant des trois AOP inclus dans le même boîtier est ajusté grâce à une résistance extérieure placée entre + Vcc et une connexion sortie à cet effet. Les quatre AOP non connectés seront utilisés ultérieurement dans les montages destinés à effectuer les mesures complémentaires ; mesures des courants, des tensions alternatives, et des fréquences. La tension de référence appliquée à l'entrée du LD 111 est modifiée par le circuit et devient Vref.

Fonctionnement et calcul simplifié

Le schéma de principe est donné à la **figure 17.**

En sortie de l'AOP 1 monté en suiveur non inverseur, on a Vin, tension appliquée à l'entrée du LD 111, il est alors simple de montrer que la charge finale du compteur : N = 8192 R1 Vin/R2 Vref, est proportionnelle à la valeur de la résistance à mesurer. En effet :

Vin = X Vref: R + X et

Vref = Vref (1 — [X/R + X]) puisque l'AOP 2 est monté en différentiateur et les résistances R3 à R6 sont égales. Donc N = 8192 R1 X/ R2 R, où R1 et R2 sont les deux résistances qui déterminent la tension donnant la charge maximale au compteur, R la résistance qui détermine la gamme de mesure et X la résistance à mesurer.

Les cinq premières résistances du choix de gamme seront constituées par une résistance à couche métallique (1 %), pour assurer une bonne stabilité, en série avec un potentiomètre Cermet qui permettra l'ajustage précis de chaque gamme séparément.

L'ajustage pourra être effectué à l'aide d'une douzaine de résistances à 0,1 %, la mise en série ou en parallèle de celles-ci permettra d'obtenir plusieurs valeurs d'essais pour chaque gamme.

La modification de la tension Vref permet de compenser le circuit par rapport aux offset des différents éléments. Pour les essais préliminaires de ce circuit il sera donc nécessaire d'enlever le cavalier court-circuitant la broche 10 du LD111 avec source et grille du E 507.

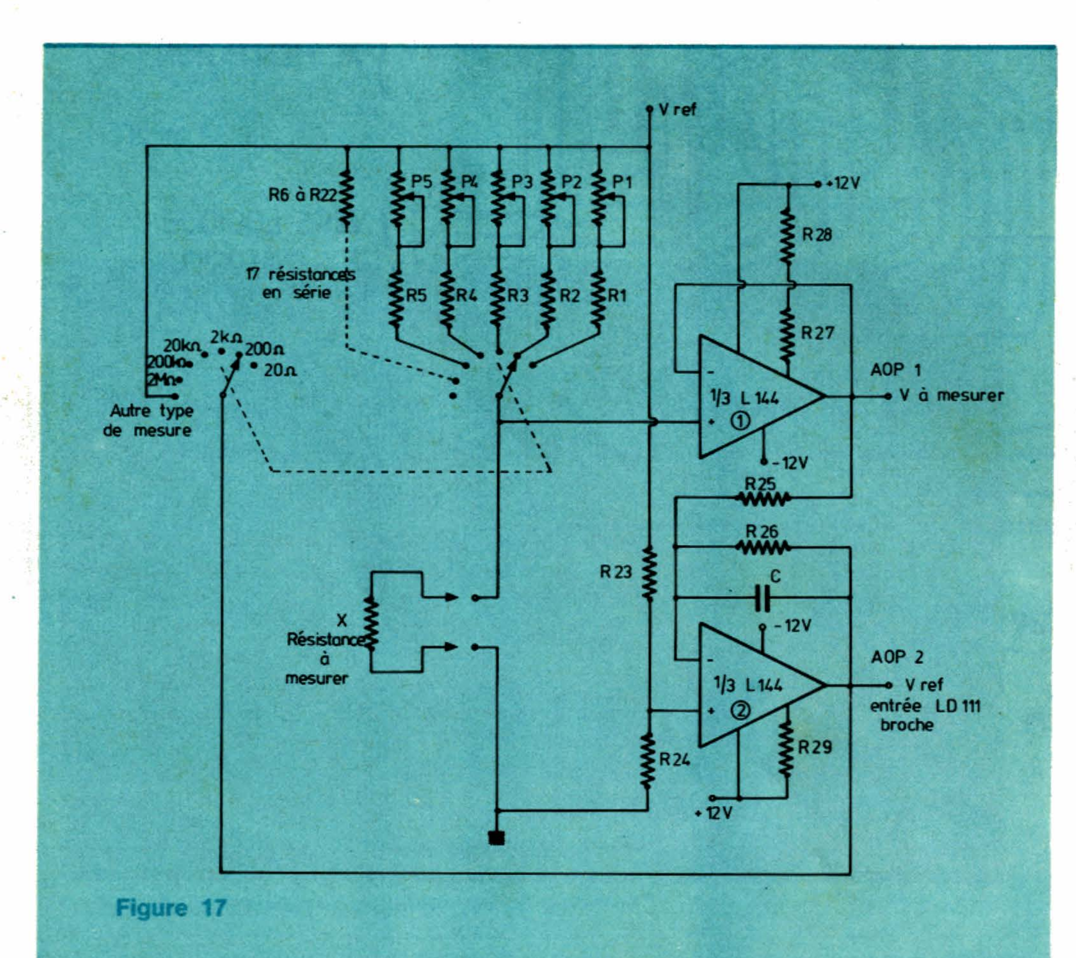


Figure 17

Dans la réalisation définitive on utilisera un commutateur 7 positions 2 circuits. 1 circuit et 6 positions destinées au choix de R et une position supplémentaire qui permet d'appliquer Vref à la broche 10 du C1 et donc de faire tous les autres types de mesure.

Tous les circuits annexes ont été câblés sur le même circuit imprimé.

Note

On peut prévoir une extension de la gamme ohmmètre en commutant la résistance R2 du convertisseur analogique-numérique. On réalise de cette manière soit un multiplicateur par 10 sur les six gammes existantes soit une gamme supplémentaire : 20 MΩ en conservant sur une huitième position la résistance de choix de gamme la plus élevée et en faisant R2 = 100 KΩ.

Utilisation

Le multimètre commuté en ohmmètre et l'entrée « en l'air » on ne s'étonnera pas de voir les digits 1,2 et 3 clignoter. La résistance mesurée étant infinie la tension de sortie du « pont de mesure » vaut Vcc+ = 12 V et le dépassement de gamme du convertisseur A/N est visualisé par le clignotement des digits (circuit LD114).

d) **Nomenclature du pont de mesure pour résistances**

R_1 = 620 Ω
R_2 = 6,2 KΩ
R_3 = 62 KΩ
R_4 = 620 KΩ
R_5 = 6,2 MΩ
R_6 à R_{21} = 10 MΩ
R_{22} = 2,2 MΩ
R_{23} à R_{26} = 51 KΩ1 % Sfernice
R_{27} = 10 MΩ
R_{28} = 2,2 MΩ
R_{29} = 3,3 MΩ
C = 1 μF en parallèle avec 0,47 μF ≠ 1,5 μF
P_1 = 100 Ω
P_2 = 470 Ω
P_3 = 2,2 KΩ T7YA Sfernice
P_4 = 47 KΩ
P_5 = 470 KΩ
Circuits intégrés
L 144 triple AOP Siliconix
L 144

V) Convertisseur courant-tension

Principe de fonctionnement

L'adjonction du convertisseur courant tension, des plus classiques **figure 18** permettra la mesure des courants sur huit gammes : 200 nA, 2 µA, 20 µA, 200 µA, 2 mA, 20 mA, 200 mA, 2 A. L'affichage de polarité du convertisseur sera opérationnel et il indiquera le sens de passage du courant entre les deux bornes d'entrée. Pour les faibles gammes : 20 nA à 200 mA l'AOP est monté en différentiel, si (lin) est le courant d'entrée, la tension de sortie appliquée à l'entrée du LD111 vaut : V = — (R1 + R2) lin, où R1 est la résistance de contre-réaction entre sortie et entrée inverseuse et R2 résistance de compensation entre l'entrée non inverseuse et la masse. On réalise bien la conversion : courant tension à un courant d'entrée correspond une tension de sortie. Pour les gammes supérieures l'erreur apportée par le courant de polarisation devient négligeable, la tension aux bornes de R4 est amplifiée par l'AOP affecté d'un gain constant pour ces quatre gammes : G = — R1/R3 = — 10. La tension appliquée au LD111 vant donc : V = — lin R4 1/R3.
Les shunts 0,1 Ω et 0,01 Ω seront réalisés en fil de cuivre émaillé (∅ 6/10 mm)

Réalisation des shunts

Les diodes D1 et D2 assurent une protection sur l'entrée du circuit.
Sur un mandrin de diamètre 8 mm, pour le shunt 0,1 Ω on bobine 62 spires et 6 spires pour le shunt 0,01 Ω.

Ces deux shunts devront être ajustés au cours des essais, leur résistance étant très faible devant la résistance de contact du commutateur de gamme. On bobine donc des résistances ayant une valeur sensiblement plus élevée que celle du calcul, on peut alors ajuster la gamme : soit en réduisant la longueur du fil utilisé soit en plaçant en parallèle des résistances 10 à 100 fois plus grandes.

Toutes les autres résistances utilisées sont des résistances à couche métallique 1 %.

La mesure n'étant pas effectuée par rapport à la masse, on a recours à deux douilles banane miniature fixées sur la face avant alors que les mesures : tension continue ; tension alternative, ohm, et fréquence seront effectuées sur une fiche BNC commutée vers le circuit adéquat.

e) **Nomenclature du convertisseur courant - tension**

R_{11} = 500 KΩ
R_{12} = 50 KΩ
R_{13} = 5 KΩ
R_{14} = 1 KΩ
R_{21} = 500 KΩ   RCM 05 1 % Sfernice
R_{22} = 50 KΩ
R_{23} = 5 KΩ
R_3 = 5 KΩ
R_{45} = 100 Ω
R_{46} = 10 Ω
R_{47} = 0,1 Ω
R_{48} = 0,01 Ω

C_1 = 1 µF (non polarisé)
C_2 = 0.1 µF
D_1 = 1 N 914
D_2 = 1 N 914
K 1 commutateur 4 galettes (4 circuits, 8 positions) Jeanrenaud.

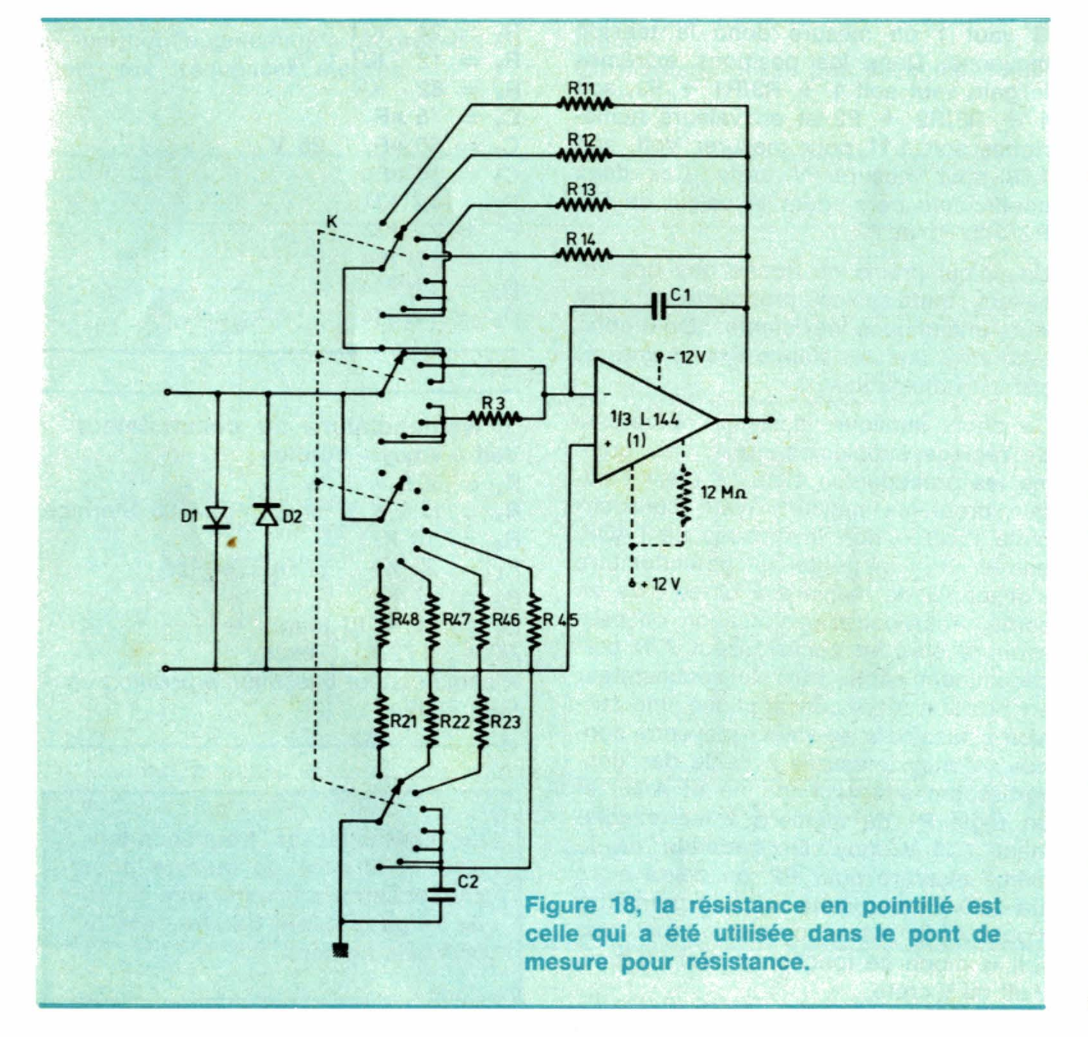


Figure 18, la résistance en pointillé est celle qui a été utilisée dans le pont de mesure pour résistance.

VI) Convertisseur alternatif-continu

Principe de fonctionnement

Le voltmètre digital pourra être utilisé, grâce au convertisseur alternatif-continu de la **figure 19,** sur les mêmes gammes de tension que le voltmètre continu en conservant le commutateur automatique de gamme.
La tension de sortie de ce circuit est la valeur moyenne de la valeur absolue de la tension d'entrée. Pour un signal sinusoïdal de tension crête Vcc, la valeur moyenne de cette tension vaut : V moy = 2 Vcc/π, et la tension efficace : V eff = Vcc/√2.
Il faudra donc multiplier la valeur lue sur les afficheurs par π/2√2 soit environ : 1,11 pour obtenir la valeur efficace de la tension. En effet on a : V eff = π. V moy/2√2.
Pour obtenir des caractéristiques d'entrée similaires à celles du convertisseur A/N on utilise un transistor FET PMOS 3N164. Ce transistor ne possédant pas de protection interne ne sera pas soudé sur le circuit mais disposé sur un support adéquat. Par ailleurs, lorsque le convertisseur sera déconnecté on protégera l'entrée du circuit par une diode placée en parallèle sur l'entrée (voir schéma du commutateur de fonctions).

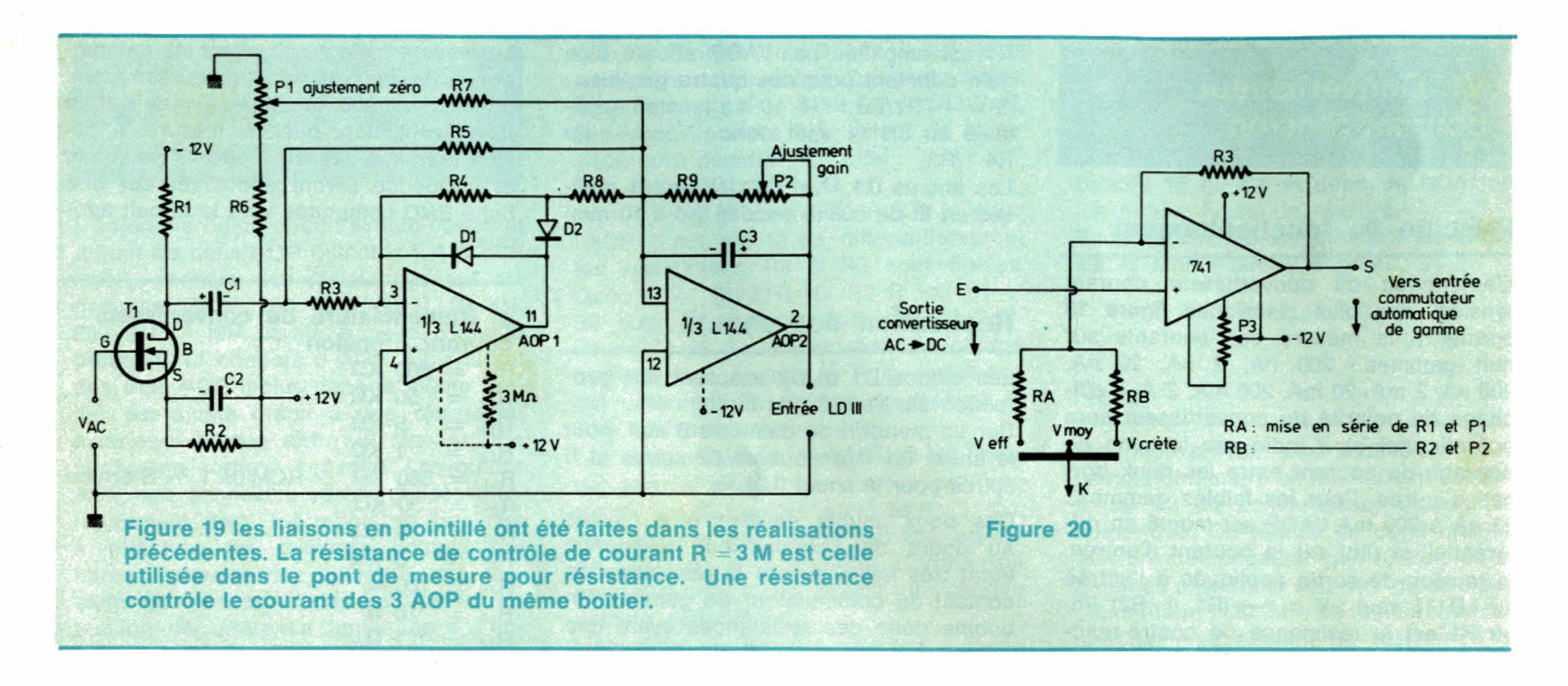


Figure 19 les liaisons en pointillé ont été faites dans les réalisations précédentes. La résistance de contrôle de courant R = 3 M est celle utilisée dans le pont de mesure pour résistance. Une résistance contrôle le courant des 3 AOP du même boîtier.

Figure 20

Les deux AOP utilisés sont deux des trois du L144 dont la résistance de contrôle de courant vaut 3,3 M, le premier est monté en redresseur et le second filtre la tension redressée.

Mise au point

Les potentiomètres P1 et P2 permettent l'ajustement du circuit : P1 ajustement du zéro, donc compensation des offset des différents éléments et P2 réglage du gain.
Deux manipulations suffisent pour le circuit, avec l'entrée en court-circuit on ajuste P1 de manière à lire 0.000 mV en sortie. Puis avec une tension alternative connue (0,5 V crête à crête par exemple) on règle P2 de manière à lire 159 mV. Le circuit est alors prêt à fonctionner.

Note

Toutes les précautions d'usage doivent être prises avec le transistor PMOS. Ce transistor est livré avec une bague court-circuitant les 4 broches, cette bague sera enlevée au dernier instant lorsque la grille du FET sera soit protégée par une diode, soit reliée à la sortie du commutateur de gamme.
Le fonctionnement du circuit est assuré pour des fréquences comprises entre 40 Hz et 10 KHz.

Supplément au voltmètre alternatif

En voltmètre alternatif, un montage simple comportant un élément actif et 6 résistances permettra de doter cet appareil de 2 fonctions supplémentaires : son schéma est donné **figure 20,** il permettra la mesure de la tension crête ou de la tension efficace d'un signal sinusoïdal. L'AOP peut être d'un type très classique : NS 72741, par exemple. Associé aux résistances R1, R2, R3, P1, P2 cet AOP se comporte comme un multiplicateur. En position centrale le gain total G vaut 1 on mesure donc la tension moyenne. Dans les positions extrêmes le gain vaut soit 1 + R3/R1 + P1, soit 1 + R3/R2 + P2 et en valeurs numériques soit 1,11 pour mesurer Veff, soit 1,59 pour mesurer V crête. Ces deux coefficients permettent le calcul de R1, R2, R3, P1 et P2.

Un calcul précis ne donne que des résultats inutilisables pratiquement : valeurs ohmmiques inexistantes. On a donc recours à une résistance fixe et une résistance ajustable.

Ce choix implique plusieurs opérations de réglage supplémentaires, mais comme les précédentes elles ne posent aucun problème majeur. Ayant court-circuité l'entrée non inverseuse de l'AOP, entrée +, on règle le potentiomètre d'offset P3 de manière à obtenir 0V en sortie. Pour cette manipulation on peut avoir recours au convertisseur A/N précédemment câblé. Puis, le commutateur en position V eff, on applique une tension sinusoïdale de valeur moyenne connue : V moy (mesurée à l'aide des convertisseurs alternatif-continu et A/N), et on règle P1 de manière à lire exactement 1,11 V moy. On procède de la même manière pour P2, on devra alors lire 1,59 V moy. Cette solution permettra d'obtenir la même précision quel que soit le mode de fonctionnement : V moy, V eff ou V crête.

f) Nomenclature du convertisseur alternatif continu

R_1 = 3,9 KΩ
R_2 = 1,5 KΩ
R_3 = 24 KΩ 1 %
R_4 = 24 KΩ 1 %
R_5 = 24 KΩ 1 %
R_6 = 24 KΩ
R_7 = 24 KΩ
R_8 = 12 KΩ 1 %
R_9 = 82 KΩ
C_1 = 5 µF
C_2 = 50 µF 25 V
C_3 = 5 µF
P_1 = 4,7 KΩ
P_2 = 2,2 KΩ
T_1 = 3 N 164
D_1 = 1 N 914
D_2 = 1 N 914

g) Nomenclature du commutateur Veff - Vmoy - Vcrête

R_1 = 80,6 K 1 %
R_2 = 15,4 K 1 % RCM 05 Sfernice
R_3 = 10 K 1 %
P_1 = 22 K T7YA Sfernice
P_2 = 4,7 K
P_3 = 10 K 10 tours
AOP SN 72741 (Texas)
K commutateur basculant à position centrale stable.

Le convertisseur fréquence-tension et le pont de mesure pour condensateurs (c'est-à-dire la fin de l'étude) seront décrits dans le prochain numéro.

Eléments de préamplificateurs Hi-Fi MONO et STEREO

Quadruple commande de tonalité

Dans le montage BF de tonalité de la **figure 1,** on trouve quatre commandes séparées de tonalité agissant de la manière suivante :

P_1 permet l'atténuation progressive du gain aux fréquences basses ;

P_2 permet l'atténuation progressive du gain aux fréquences « élevées » (en BF, bien entendu) ;

P_3 permet l'augmentation progressive du gain aux fréquences basses ;

P_4 permet l'augmentation progressive du gain aux fréquences élevées.

Dans les montages habituellement adoptés, actuellement, il n'y a que deux commandes de tonalité, l'une agissant dans un sens, sur le gain et dans l'autre sens, sur l'atténuation, aux fréquences basses, l'autre ayant le même effet aux fréquences élevées.

On obtient, avec le montage classique, toutes sortes de courbes de réponse selon la position des curseurs de potentiomètres, mais toutes sont axées sur une fréquence charnière, également 1000 Hz, parfois 800 Hz.

Grâce au montage à quatre commandes de tonalité, il sera possible de faire varier la fréquence charnière tout en obtenant les familles de courbes du système à deux potentiomètres seulement.

Ce montage utilise peu de composants.

Il suffit de disposer d'un transistor Q_1 triode NPN, 2N 5210 ou BC 414 et d'un circuit intégré, amplificateur opérationnel µA 709.

Les deux composants actifs, Q_1 et CI — 1, sont montés en amplificateurs de tension, avec plusieurs réseaux de contre-réaction sélective permettant la réalisation des commandes de tonalité.

De ce fait, le montage proposé est un préamplificateur qui pourrait être réglé de manière à ce que sa réponse soit linéaire.

Les quatre réglages ne sont destinés qu'aux corrections désirées par l'utilisateur pour compenser certaines insuffisances ou certaines exagérations comme les suivantes :

Manque de basses : agir sur P_3
Trop de basses : agir sur P_1
Manque d'aiguës : agir sur P_4
Trop d'aiguës : agir sur P_2

Les sifflements et les ronflements seront atténués en agissant sur P_2 eu P_1 respectivement.

Pour réduire la bande passante totale, en vue de la reproduction distincte de la parole, on agira sur P_1 pour réduire le gain aux basses et sur P_2 pour réduire le gain aux aiguës. Les potentiomètres P_3 et P_4 seront disposés au minimum de leur action, c'est-à-dire le curseur de P_3 du côté masse et celui de P_4 du côté de C_7.

Lorsque les quatre commandes P_1 à P_4 seront en position de minimum d'action, la réponse du préamplificateur devrait être linéaire.

Figure 1

Analyse du schéma

Le signal à amplifier doit être appliqué sous forme de tension à l'entrée. Ce sera un signal provenant d'une source ne nécessitant pas de correction comme par exemple :

1° sortie de radiorécepteur AM ou FM
2° sortie de récepteur de son — TV
3° sortie de préamplificateur de microphone.

Si le signal de la source nécessite une correction, un préamplificateur correcteur convenable sera disposé entre la source de signaux et l'entrée de l'appareil proposé. Ce sera le cas de sources comme le PU magnétique ou le signal provenant d'une tête de magnétophone ou d'un microphone particulier.

On tiendra compte du fait que l'appareil proposé ne fournit pas de gain, car Q_1 est monté en collecteur commun et le CI ne donne pas dans ce montage de gain en raison de la contre-réaction.

La liaison entre la sortie sur l'émetteur de Q_1 et l'entrée ENI (entrée non inverseuse) du CI, se fait par un réseau composé de C_2, R_6, P_2, C_3, R_7 et R_8. D'autre part, CI-1 est soumis à la contre-réaction par le réseau R_{11} - R_9 et par le réseau C_6 - R_{14} - P_4 - C_7 aboutissant à l'entrée inverseuse (EI) du CI - 1.

La contre-réaction par le réseau R_{11} - R_9 complété par C_4 et R_{12} est correctrice mais à caractéristiques fixes.

Remarquons les composants R_{10} - C_5 destinés à la compensation de l'amplificateur opérationnel CI - 1.

Le signal à utiliser est pris au point de sortie du CI et transmis par R_{15} et C_8 aux bornes « sortie » de l'appareil.

A ces bornes, le signal sera suffisant, par exemple 0,5 V pour pouvoir être appliqué à l'entrée d'un amplificateur de puissance. On disposera entre les deux un réglage de gain (VC) à moins que l'amplificateur n'en soit muni.

Alimentation

Le montage proposé nécessite deux alimentations de tension identique, montées en série.

L'alimentation « positive » sera connectée entre la ligne positive et la masse. L'alimentation « négative » sera connectée avec le + à la masse et le — à la ligne négative.

A noter que le transistor Q_1 n'est alimenté que sur l'alimentation positive.

On branchera l'appareil sur deux batteries de 9 à 15 V ou sur le secteur, pour obtenir les mêmes tensions filtrées. Il n'est pas indispensable que les deux tensions soient régulées. Nous donnons plus loin le schéma d'une alimentation.

Mise au point

En raison de l'existence de quatre réglages variables, distincts et spécialisés, il est utile de déterminer à l'aide d'un vobulateur BF associé à un oscilloscope, les différents effets obtenus en agissant sur les potentiomètres de commande. On commencera par placer les curseurs en position de minimum d'action et on vérifiera la linéarité de la courbe de réponse, entre 20 Hz et 20 000 Hz par exemple.

On corrigera : les bosses ou les creux avec les potentiomètres convenables, jusqu'à obtention d'une courbe aussi proche de la droite que possible.

On notera les positions des curseurs afin de pouvoir retrouver cette courbe de référence.

La fréquence charnière pourra être modifiée entre 500 et 5 000 Hz avec des montées et des descentes de 6 à 12 dB par octave.

Le circuit intégré et le transistor

On trouve actuellement des µA 709 chez tous les fabricants de CI.

Ce CI se branche comme indiqué à la **figure 2.** On pourra l'alimenter sur ± 9 V à ± 15 V.

Sa consommation est de l'ordre de 0,3 W, ce qui correspond à environ 12 mA passant par les broches V + et V —. Le transistor 2N 5210 existe chez Motorola et chez Fairchild.

Voici son brochage à la **figure 3.** A la même figure, on donne le brochage du BC 414 Telefunken qui convient également. Les transistors sont vus avec les fils vers l'observateur.

Alimentation double

A la **figure 4,** on représente un montage d'alimentation double, positive et négative.

Le primaire est adapté ou adaptable à la tension du secteur. Le secondaire donne 24 V avec prise médiane (donc 12 + 12 V) sous 80 mA. Dans ces conditions, on pourra obtenir ± 15 V à la sortie.

Le redressement s'effectue à l'aide d'un pont de quatre diodes D_1 à D_4 du type IN 5060 (Motorola) et le filtrage est obtenu avec $R_1 = R_2 = 47\ \Omega$ et $C_1 = C_2 = 1\ 000 \mu F$ 25 V, $C_3 = C_5 = 500\ \mu F$ 25 V et $C_4 = C_6 = 0{,}1\ \mu F$.

La stabilisation est effectuée par les diodes zener $D_5 = D_6 =$ 1N 4744 (Motorola) de 15 V 1 W.

Il est possible avec des variantes de ce montage d'obtenir ± 12 V ou ± 9 V.

Variante ± 12 V : secondaire de 10 + 10 V 80 mA. Diodes zener de 12 V 1 W (par exemple des 1N 4742 [Motorola]).

Variante ± 9 V : secondaire de 8 + 8 V 80 mA. Diodes zener de 9 V 1 W (par exemple 1N 4739 [Motorola]).

Ces alimentations pourront donner des courants de sortie jusqu'à 80 mA, donc largement supérieurs à ceux nécessaires dans le montage décrit plus haut.

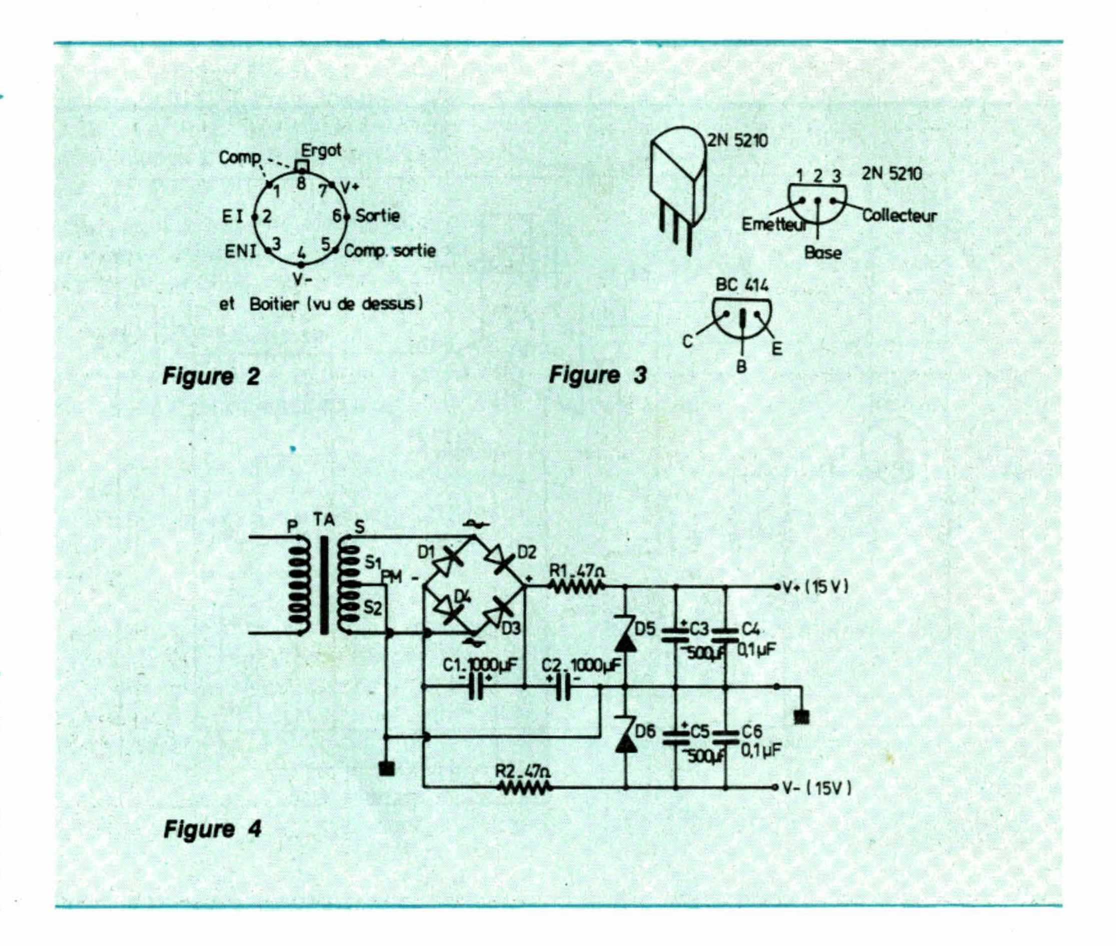


Figure 2

Figure 3

Figure 4

Préamplificateurs de ligne pour microphone

On trouve assez rarement des schémas de ce genre, mais comme des préamplificateurs adaptateurs de microphones à des lignes de transmission sont nécessaires dans certaines installations de sonorisation d'amateur, ou professionnelles, nous en donnons un schéma à la **figure 5.**

Le microphone peut avoir une impédance quelconque Z_p, par exemple $Z_p = 50\ \Omega$. Il est connecté au primaire du transformateur adaptateur T AD établi pour Z_p. Le secondaire doit être établi pour $Z_s = 80\ k\Omega$ si CI — 1 est un µA 709. De ce fait, si $Z_p = 50\Omega$, on aura ::

$$r = \frac{n_s}{n_p} = \sqrt{\frac{80\,000}{50}} = 40$$

donc 40 fois plus de spires au secondaire qu'au primaire. Le câble blindé du microphone pourra être de longueur moyenne de 2 m au maximum. Dans ces conditions, l'extrémité opposée de ce câble (de 50Ω ou égal à Z_p en général) sera reliée à l'entrée du préamplificateur.

Mieux, comme le préamplificateur est de faibles dimensions, on pourra le loger encore plus près du microphone, par exemple dans le support de ce composant.

A la sortie du montage, il y aura une impédance de 600Ω et on pourra la connecter à une ligne de même impédance.

Les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma. Le brochage du µA 709 est indiqué à la **figure 2,** il est reproduit sur le schéma. La compensation de sortie n'est pas indiquée, le point 5 restant non connecté. Cette compensation est réalisable avec un condensateur de 10 pF entre les points 5 et 6 du µA 709.

Il existe dans le commerce des transformateurs de microphone.

Autre adaptateur de ligne

Voici maintenant, à la **figure 6,** un autre montage d'adaptation dans lequel on a disposé à la sortie du CI - 2 (un µA 709 également, par exemple) un transformateur adaptateur de Z_p à $600\ \Omega$.

La valeur de Z_p est comprise entre $150\ \Omega$ et $600\ \Omega$. Si $Z_p = Z_s = 600\ \Omega$, le transformateur n'est pas nécessaire, ce qui ramène ce montage à celui décrit précédemment. Le transformateur permettra toutefois une excellente isolation en continu. En réduisant Z_p à $150\ \Omega$, l'adaptation sera meilleure et le signal au secondaire de T_2 sera plus élevé.

Dans ce cas, on aura :

$$r = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}} = \sqrt{4} = 2 = \frac{n_s}{n_p}$$

c'est-à-dire $n_s = 2\ n_p$, n_s et n_p étant le nombre des spires du secondaire et du primaire, respectivement.

Emploi de transformateurs de haut-parleurs

Si l'on possède des transformateurs de haut-parleurs, récupérés sur des récepteurs ou amplificateurs anciens, il sera assez facile de les modifier pour réaliser des transformateurs de ligne. Soit, par exemple, le cas d'un transformateur de HP à primaire de $Z_1 = 2\,000\ \Omega$ et secondaire Z_2 de $8\ \Omega$.

On enlève les tôles et on enlève les fils du secondaire de $8\ \Omega$. Soit n_2 le nombre des spires correspondant à cet enroulement. On aura évidemment, en appliquant les formules données plus haut,

$$n_1 = n_2\ \sqrt{2\,000/8} = 15{,}81\ n_2$$

Comme n_2 est connue, on trouvera ainsi le nombre de spires du primaire, sans avoir à le démonter.

On désire maintenant que ce primaire soit de $600\ \Omega$ au lieu de 2 000. Il faudra, par conséquent, enlever des spires de l'enroulement existant.

Soit n_3 le nombre des spires correspondant à $600\ \Omega$. On a, évidemment :

$$n_3 = n_2 \sqrt{\frac{600}{2\,000}} = 0{,}54\ n_2$$

Le nombre des spires à enlever est alors

$$n_4 = n_2 - n_3$$

On est maintenant en possession d'un transformateur avec un enroulement de $600\ \Omega$. Il reste à monter le second enroulement.

Si cet enroulement est de $50\ \Omega$ par exemple, et si n_5 est le nombre des spires correspondant, on aura ::

$$\frac{n_5}{n_3} = \sqrt{\frac{50}{600}} = 0{,}288$$

ce qui donne : $n_5 = 0{,}288\ n_3$.

Si les lignes sont de $250\ \Omega$ ou de $500\ \Omega$, les calculs s'effectuent de la même manière.

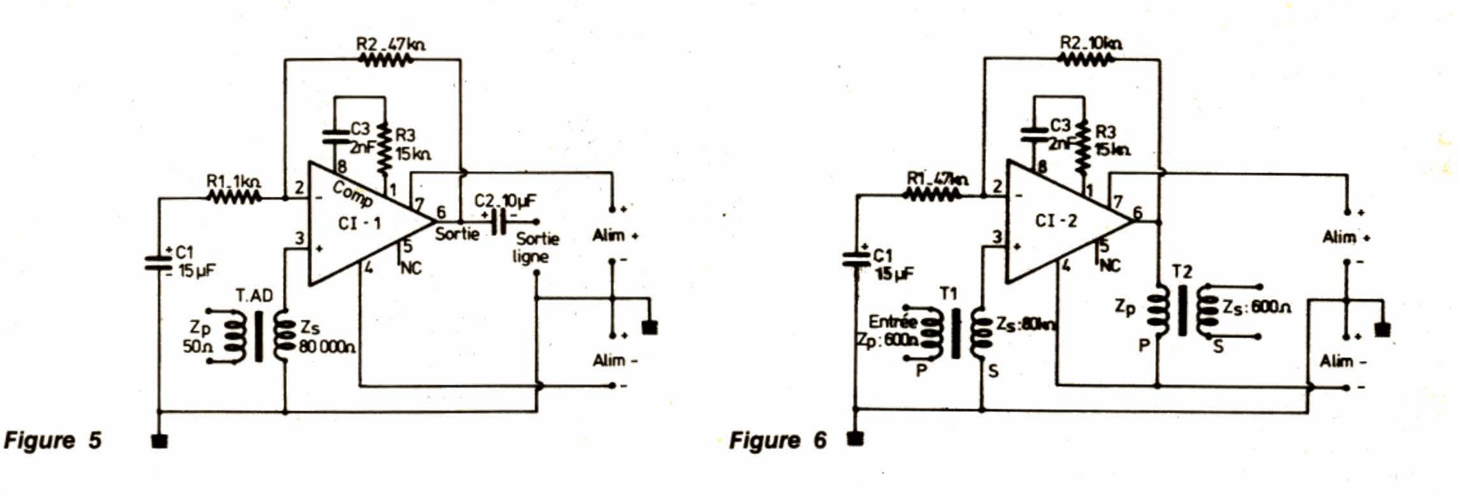
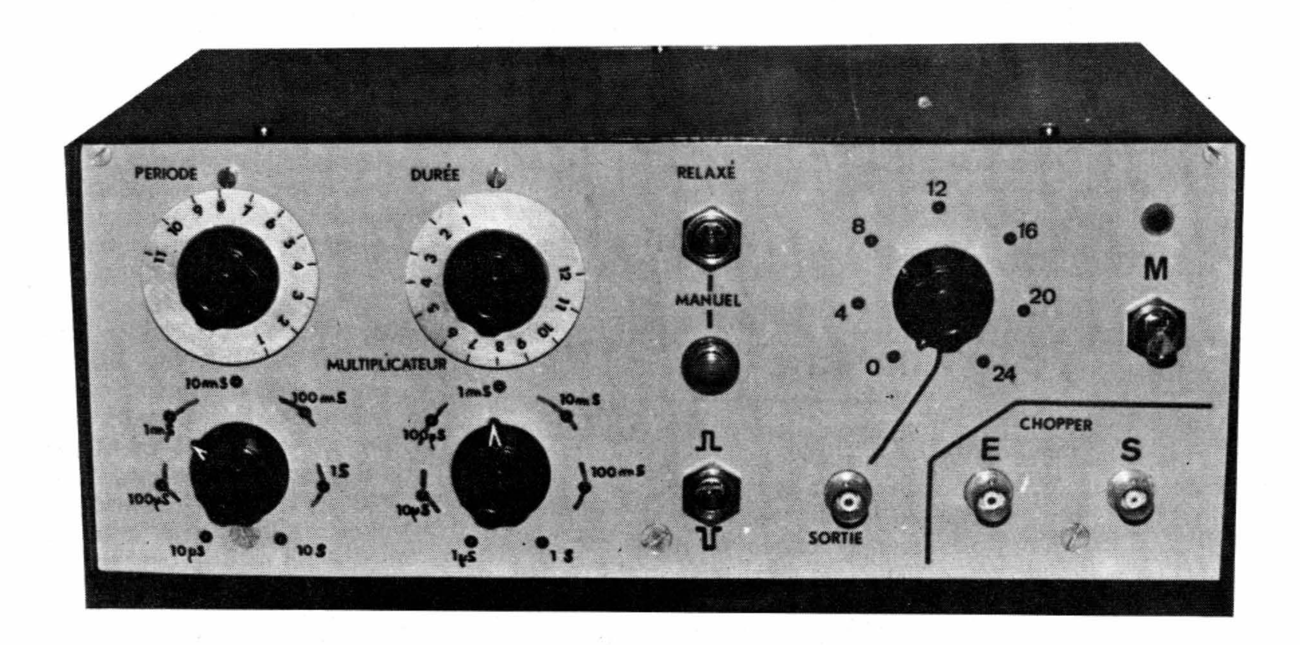


Figure 5 *Figure 6*



Générateur d'impulsions BF et TBF réglable en durée et utilisable en générateur de salves

La description qui suit est celle d'un appareil de mesures qui permet de disposer d'une double fonction :
a) **générateur d'impulsions BF et TBF de durée réglable entre 1/4 s et 10 secondes ;**
b) **porte analogique destinée à découper un signal BF quelconque.**

Généralités

■ La première fonction est celle de générateur d'impulsions BF et TBF. Leur durée est réglable entre 1 µs et 10 secondes, de manière continue.
Leur cadence de répétition (période) est, elle, susceptible de varier entre 10 µs et plus de 100 secondes, sans trou également.
Le niveau de sortie est stabilisé et réglable, et le temps de montée de l'ordre de 100 ns. Ont été prévus : la possibilité de sortir une impulsion complémentaire logiquement de celle affichée $\overline{Q}$ et le fonctionnement au coup par coup. Un tel générateur peut être spécialement utile dans la mise au point des circuits logiques fonctionnant à fréquence moyenne (horloges, fréquencemètres, etc.).
Il peut servir également à contrôler le bon fonctionnement des appareils indicateurs de crêtes, ou de valeurs efficaces (millivoltmètres), vu-mètres, etc., ainsi qu'à la mise au point d'asservissements.
Nous l'employons personnellement à mesurer la réponse en impulsions des enceintes acoustiques, méthode riche d'enseignements.

■ La seconde fonction est celle de porte analogique, destinée à découper un signal BF quelconque (mais le plus souvent sinusoïdal) au rythme des impulsions générées par la première partie du montage.
Cependant, cette porte doit accomplir en plus une fonction spéciale. En effet, le signal à découper en « salves » (ou « bursts », en franglais) sera fourni par

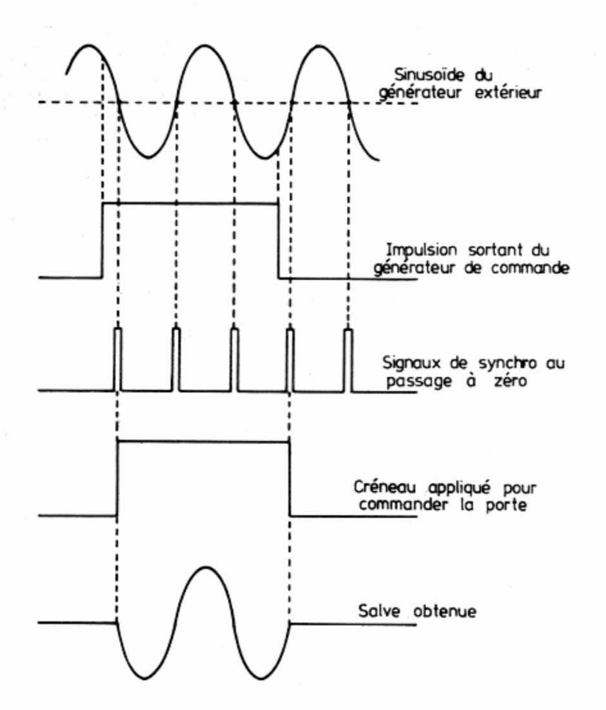


Figure 1 : Synchronisation de la porte analogique.

ENTRÉES			SORTIES	
A_1	A_2	B	Q	$\bar{Q}$
0	X	1	0	1
X	0	1	0	1
X	X	0	0	1
1	1	X	0	1
1	↓	1	⊓	⊔
↓	1	1	⊓	⊔
↓	↓	1	⊓	⊔
0	X	↑	⊓	⊔
X	0	↑	⊓	⊔

X = Etat quelconque
↓ = Front descendant
⊓ = Impulsion durée t = 0,7. R.C

Figure 2 b : Table de vérité du SN 74 121 N.

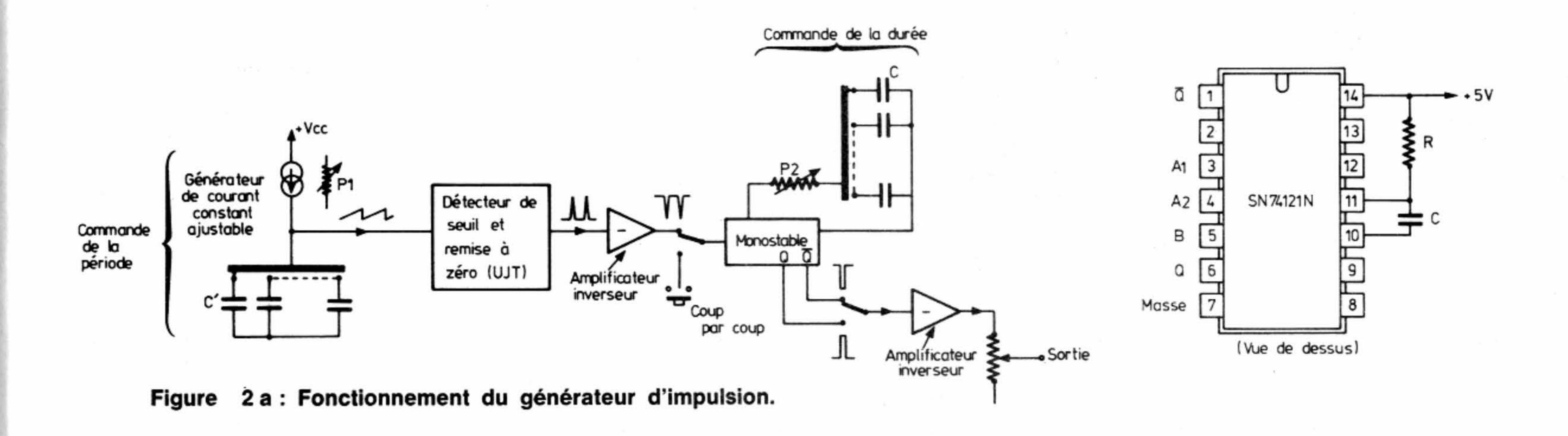


Figure 2 a : Fonctionnement du générateur d'impulsion.

un générateur extérieur, sans aucune relation de phase définie, ni fixe, avec le générateur d'impulsions. Il sera donc nécessaire de synchroniser le démarrage et l'arrêt de la salve sur le passage par zéro du signal à découper. Cette opération est réalisée par un circuit de synchronisation décrit plus loin **(figure 1)**.

Les salves de sinusoïdes servent essentiellement à faire des mesures sur les haut-parleurs, mais on peut certainement leur trouver d'autres utilisations. En effet, elles réalisent une sorte de « pont » entre les régimes purement impulsifs et les régimes sinusoïdaux entretenus.

Le générateur d'impulsions

Pour réaliser un générateur d'impulsions carrées, plusieurs méthodes peuvent être employées.
Tout d'abord, nous avons opté pour des réglages séparés de la période de répétition et de la durée des impulsions. De cela résulte qu'il y a des incompatibilités entre certains réglages des deux commutateurs. (On ne peut avoir une durée d'impulsion supérieure à la période, et même, en pratique, à 90 % de celle-ci). Ce détail demande une certaine attention dans le réglage des deux verniers, mais il s'agit d'un inconvénient mineur.

D'ailleurs, quand on désire un signal de caractéristiques déterminées, aucune ambiguïté n'est possible.
Une seconde solution est envisageable et consiste à régler par exemple la durée des impulsions et d'autre part le rapport cyclique.
Cependant cette manière de procéder n'est réalisable correctement que quand le signal est produit par division de fréquence d'une horloge par des circuits logiques.
Le rapport cyclique est alors fixé par le rapport de division d'un compteur dans lequel entre l'impulsion de largeur réglable et qui détermine une période de n fois sa durée.

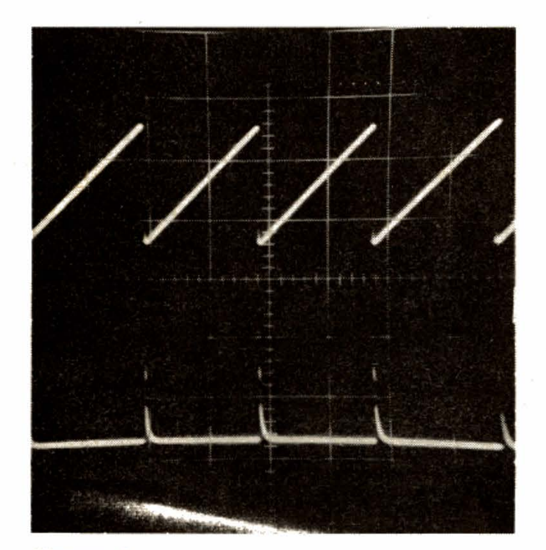


Figure 3 :

a) **Dent de scie présente sur l'émetteur de T_2.**

b) **Impulsions de décharge sur B_1 de T_2.**

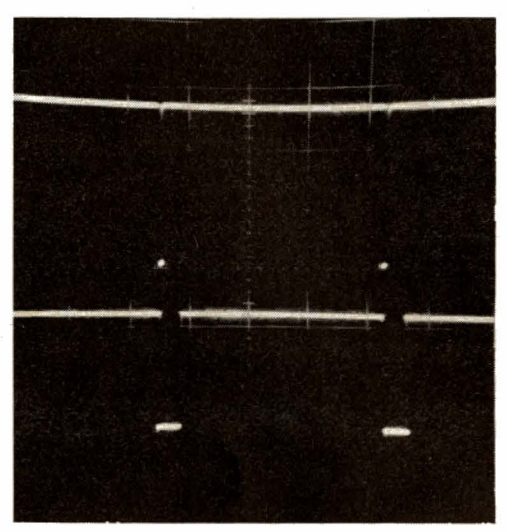


Figure 4 :

a) **Impulsions présentes sur le collecteur de T_3.**
b) **Impulsions à la sortie Q du 74 121.**

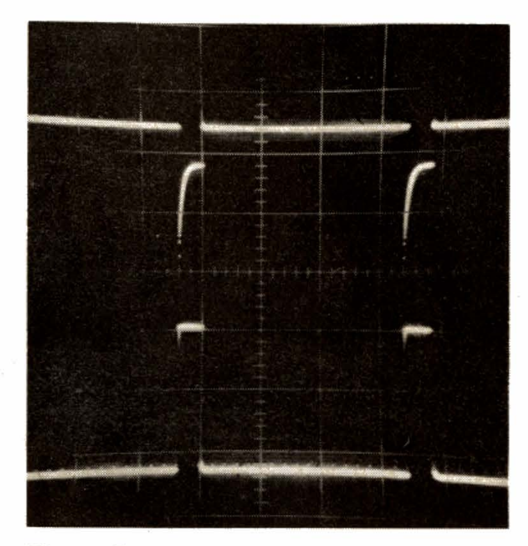


Figure 5 :

a) **Impulsions différenciées par C_{16}, sur la base de T_4.**
b) **Impulsions à la sortie du générateur (P_3). Ici, durée 1 µs.**

La complication qui résulte de cette disposition n'est pas comparable à celle de notre appareil.

Schéma synoptique du générateur :

Ce schéma est donné **figure 2 a.**
La période est fixée par l'oscillateur de relaxation constitué par la source à courant constant, réglable sur une plage d'environ 10 fois par P_1, qui charge l'une des capacités C'.
Le détecteur de seuil bascule pour une tension prédéterminée (tension de pic d'un UJT) et décharge C ; cette décharge est génératrice d'une pointe de tension très courte, qui est amplifiée et inversée avant d'être appliquée au monostable TTL (ce monostable sort sur sa sortie Q une impulsion positive quand on applique un front descendant sur une de ses entrées A_1 ou A_2, voir table de vérité du 74121, **figure 2 b).**
La tension en dent de scie aux bornes de C' est visible sur la **figure 3,** de même que les pics de décharge que provoque le basculement de l'UJT sur sa base B_1.

Ce pic amplifié et inversé est visible sur la **figure 4,** accompagné (trace inférieure) des impulsions de durée 0,7 RC (R = résistance de P_2) qu'elles déclenchent sur la sortie $\overline{Q}$ du monostable.

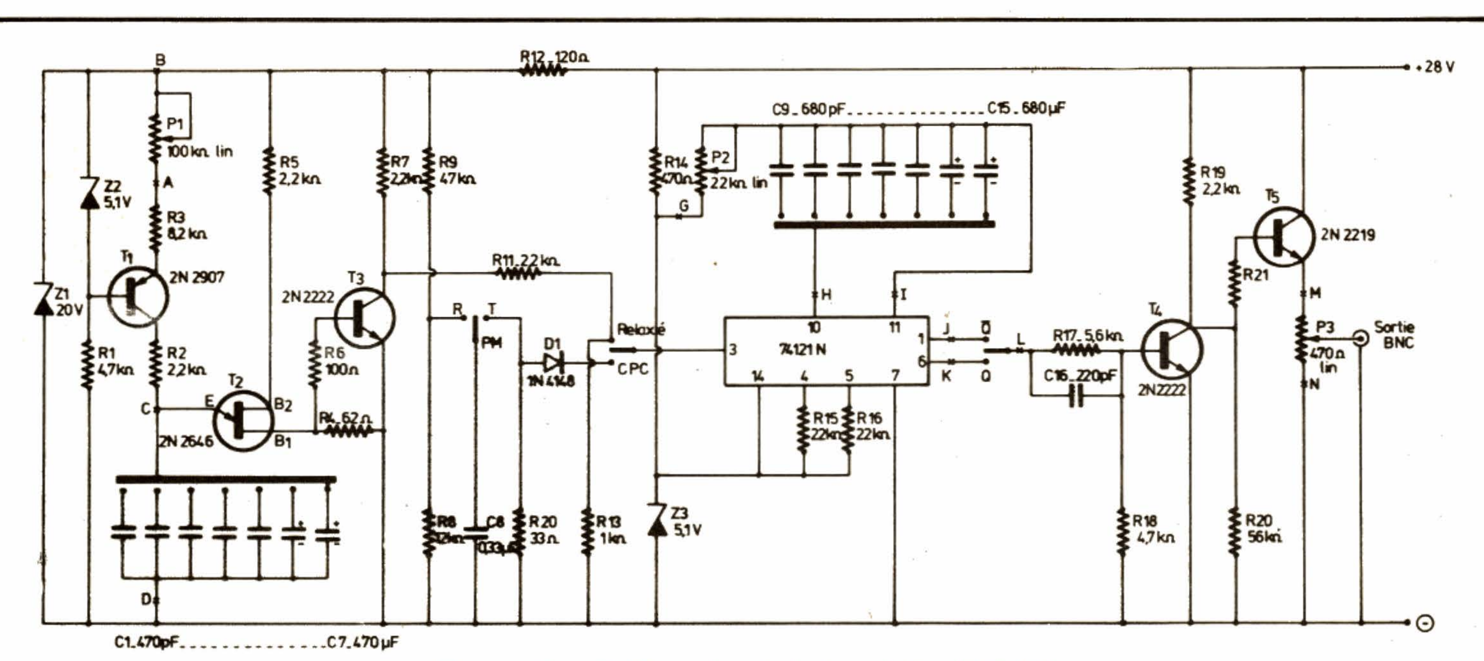


Figure 6 : Schéma du générateur d'impulsion BF.

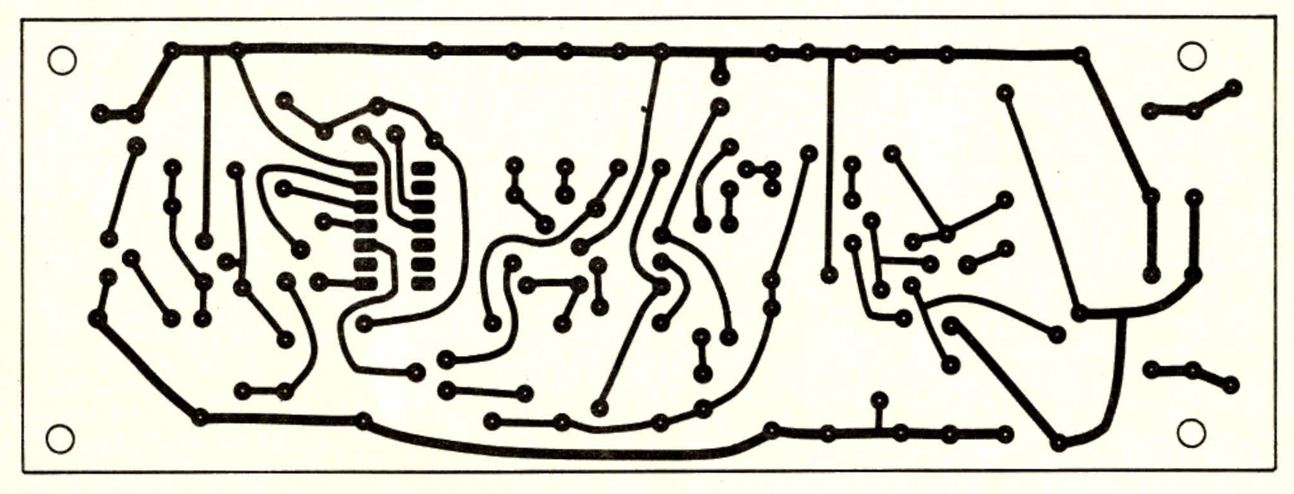


Figure 7

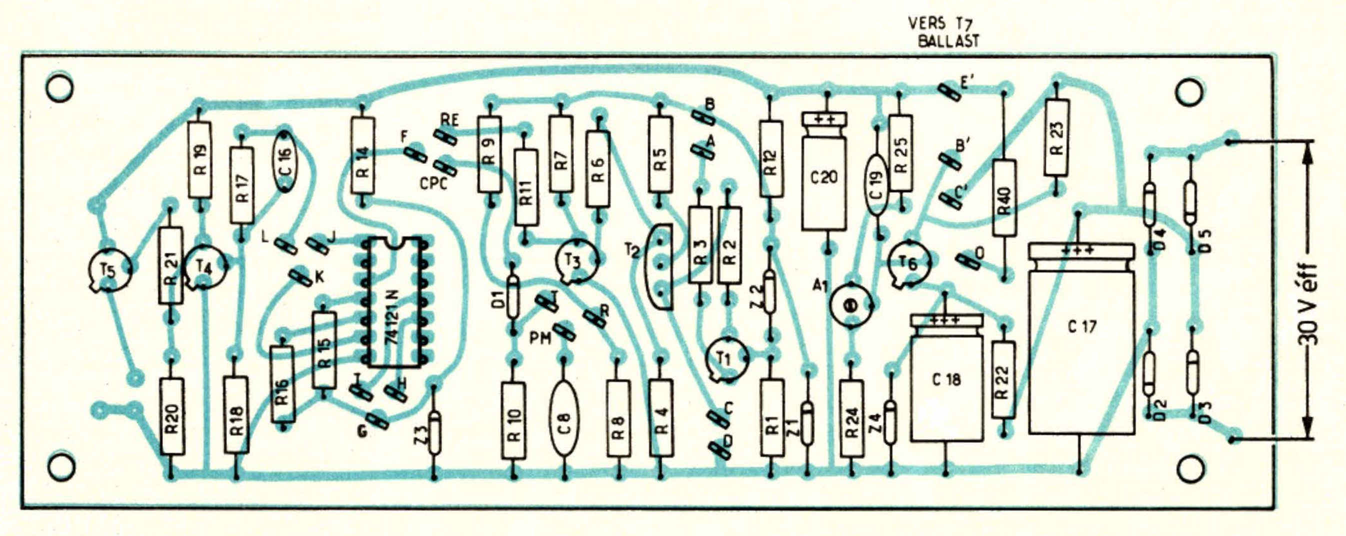
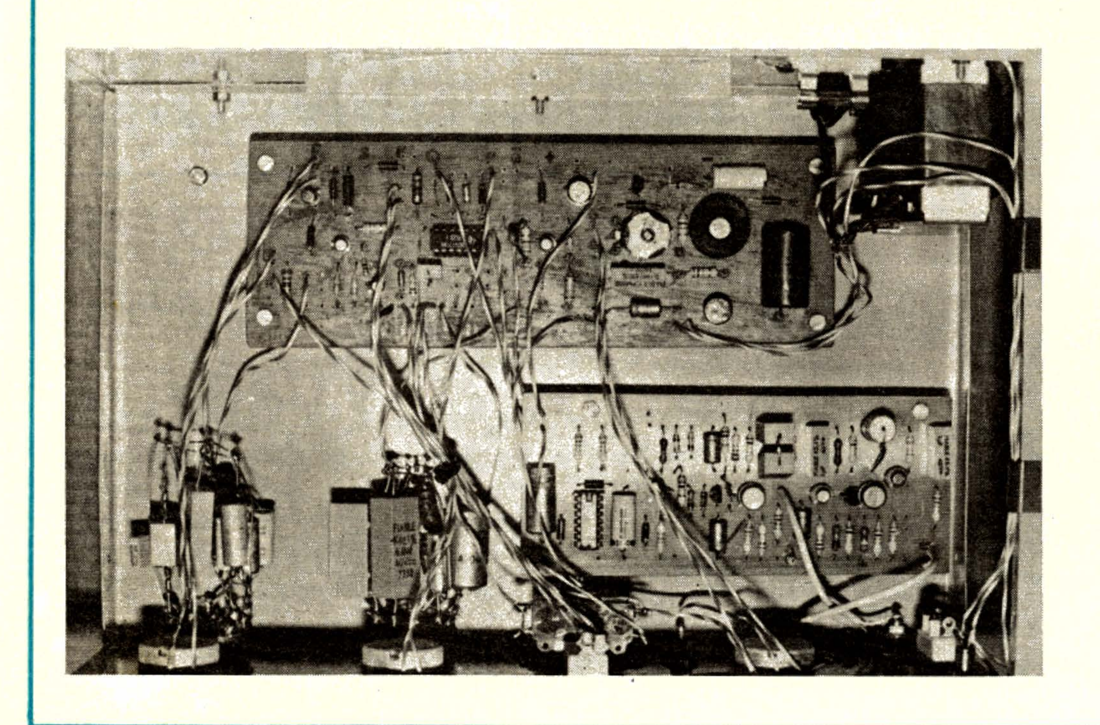


Figure 8



Intérieur du coffret.
Vue des circuits imprimés du générateur d'impulsions et de la porte de découpage.

Ce mode de fonctionnement est valable bien sûr en position « relaxé ». Pour obtenir des impulsions au « coup par coup », on envoie un front descendant au moyen d'un poussoir sur l'entrée B_1 du monostable.
L'impulsion sortie du 74121 est différentiée par un circuit RC pour diminuer le temps de montée du signal de sortie, puis vient commander l'ampli inverseur constitué des deux transistors de sortie.
On voit sur la **figure 5,** l'impulsion de déclenchement différentiée, et le signal présent à la sortie, qui est réglable en niveau par P_3.

Le schéma complet :

Il est donné à la **figure 6.**
Le générateur de courant T_1 fournit une intensité réglable de 40 à 500 µA pour charger C_1 à C_7. T_2 est du type 2N 2646, très courant. R_{11} et R_{13} limitent à 5 V l'amplitude de l'impulsion appliquée au 74121.
Le pont R_9 - R_x charge C_x sous 5 V. En appuyant sur le poussoir 1 RT de fonctionnement coup par coup, C_x se décharge brusquement dans R_{20} = 33 Ω. Le front descendant qui résulte est assez propre pour être envoyé sur l'entrée du monostable par l'intermédiaire de D_1.
Les entrées B (trigger) et A_2 du 74121 sont maintenues à 1 (+ 5 V) par R_{15} et R_{16}.
La durée de l'impulsion est déterminée par la valeur du potentiomètre P_2 et C_9 à C_{15}.
R_{17} et C_{16} différencient la sortie Q ou $\bar{Q}$, suivant la forme d'impulsion désirée en sortie.
T_3 est un collecteur commun qui abaisse l'impédance de sortie dans le but d'utiliser comme charge P_3 = 470 Ω.
La sortie a été prévue sur prise BNC femelle.

La réalisation pratique :

Le dessin du circuit imprimé est représenté **figure 7** (côté cuivre, échelle 1/1). L'implantation est visible **figure 8** (côté composants, échelle 1/1). Notons que le circuit imprimé du générateur supporte également l'alimentation régulée nécessaire aux deux parties du montage.

Choix des condensateurs :

Leurs valeurs sont répertoriées dans le tableau **figure 9.** Pour les capacités inférieures à 10 µF, on trouvera facilement les composants (film plastique ou mica). En revanche, pour les valeurs de 47 et 68 µF, on aura intérêt à utiliser des modèles au tantale, qui sont en général spécifiés pour une tolérance de ± 20 %. rants sur les anciens récepteurs à tubes). (Les mylar seront avantageusement à ± 5 %, et les micas à ∓ 1 % sont courants sur les anciens récepteurs à tubes. Les chimiques ordinaires à l'aluminium sont en général garantis pour — 50/ + 100 %.

Une mesure statistique sommaire nous a montré qu'ils se tiennent en général à + 30 % de la valeur marquée, pour les composants neufs grand public (sous toutes réserves).

Graduation et étalonnage des verniers :

Nous les avons personnellement réalisés par mesures à l'oscilloscope.
Néanmoins, les cas sont rares où les caractéristiques de durée et de période d'une impulsion soient primordiales.
De ce fait, on pourra graduer les verniers (P_1 et P_2), en tenant compte que la durée ou la période la plus longue se produit pour la valeur maximale du potentiomètre considéré (22 kΩ pour P_2 et 100 kΩ pour P_1). En mesurant à l'ohmmètre la résistance de chaque potentiomètre pour différentes positions, on en déduira les graduations à utiliser.

Durée de l'impulsion : (potentiomètre 22 KΩ linéaire)			Période des impulsions : (potentiomètre 100 KΩ linéaire)		
1 → 10 µs	680 pF	mica	10 µs → 100 µs	470 pF	mica
10 → 100 µs	6,8 nF	mylar	100 µs → 1 ms	4,7 nF	mylar
100 µs → 1 ms	68 nF	mylar	1 ms → 10 ms	47 nF	mylar
1 ms → 10 ms	0,68 µF	mylar	10 ms → 100 ms	0,47 µF	mylar
10 ms → 100 ms	6,8 µF	mylar	100 ms → 1,0 s	4,7 µF	mylar
100 ms → 1 s	68 µF	tantale ou chimique ordinaire	1 s → 10 s	47 µF	tantale ou chimique ordinaire
1 s → 10 s	680 µF	chimique	10 s → 100 s	470 µF	chimique

figure 9 : Valeurs des capacités à commuter pour les différentes gammes.

Exemple :

Un certain angle de $P_1 = 100\ K\Omega$ représente une résistance de $25\ K\Omega$. Sur la gamme de périodes comprises entre 10 et 100 µs, cet angle correspondra à 25 µs. La même démarche sera effectuée pour la graduation de P_2.

Une remarque s'impose : selon les potentiomètres, la résistance résiduelle en butée inférieure peut varier dans de grandes proportions. C'est pourquoi on peut voir sur la photo d'en-tête de l'article que le vernier des périodes est gradué de 1 à 11 et celui des durées de 1 à 12, bien qu'une résistance talon de 8,2 K ait été disposée en série avec P_1.

La résistance en butée de P_2 s'est par contre révélée suffisante.

Les lecteurs auront intérêt, après la mesure à l'hommètre de prévoir des résistances talons en série avec P_1 et P_2, de valeur telle que leurs résistances ne descendent pas au-dessous de 10 % de 100 K et 22 K, respectivement. Ainsi les gammes iront de 1 à 10.

L'alimentation

Elle est très classique, et n'appelle que peu de commentaires. Son schéma est donné **figure 10.**

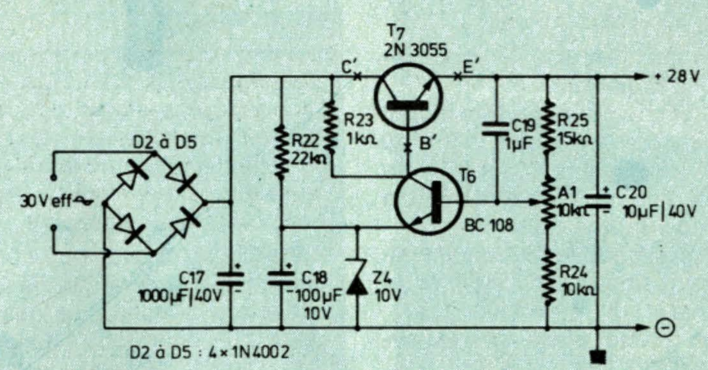


Figure 10 : Alimentation générale implantée sur la plaquette générateur impulsions.

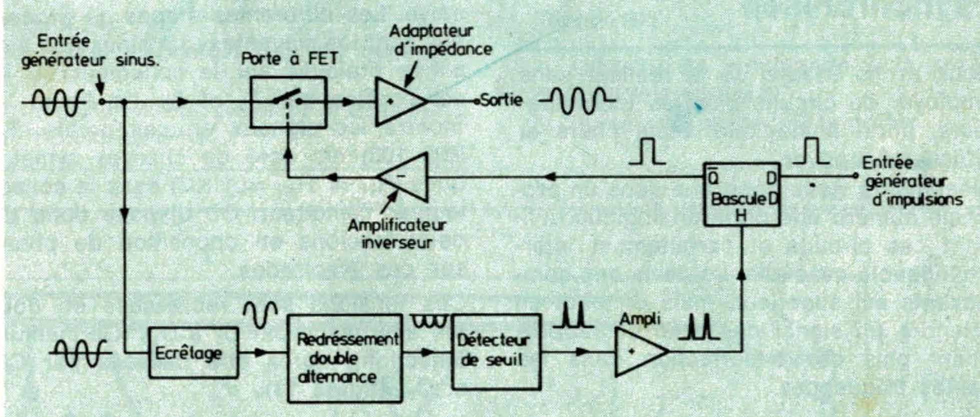


Figure 11 a : Fonctionnement de la porte analogique.

Figure 11 b : Schéma de la porte analogique.

Le transformateur est un modèle susceptible de délivrer 30 V efficaces avec une intensité d'au moins 0,3 A.

Le filtrage est assuré par C_{17}, après redressement par D_2 à D_5.

Le ballast de régulation T_7 série fournit une tension de sortie réglable entre 20 et 30 V par A_1 (ajustable). C_{19} augmente la rapidité de réponse de l'alimentation aux variations du courant débité.

T_7 devra être monté sur le châssis métallique par l'intermédiaire de rondelles et canons isolants.

(L'alimentation prend place sur le circuit du générateur).

La porte analogique synchronisée

Nous avons essayé de la réaliser sans employer de circuits intégrés (comparateurs, porte analogique, etc.), chers et difficiles à trouver.

Néanmoins, nous décrirons dans un prochain numéro une porte analogique utilisant ces circuits et parfaitement interchangeable avec elle. Le devis des composants est supérieur, mais on peut en attendre un signal de sortie se rapprochant plus de la perfection dans les hautes fréquences.

Le schéma synoptique et pratique

Voir figures **11 a** et **11 b.**

La porte proprement dite comprend un FET de commutation, dont la grille est commandée par un étage amplificateur inverseur, à partir de la sortie $\overline{Q}$ de la bascule D (voir **figure 1).**

Cette figure montre que l'impulsion provenant du générateur décrit plus haut est retardée jusqu'à ce que la sinusoïde issue du générateur sinusoïdal extérieur passe par 0. Alors se produit une impulsion très courte, qui, appliquée à son entrée horloge, fait basculer la bascule D (½ SN 7474 N : **figure 11 c).**

Il en est de même pour l'arrêt de la salve. Les différentes étapes du processus sont les suivantes : La sinusoïde amplifiée prélevée sur le collecteur de T_8 est écrêtée par Z_8 et Z_9. La **figure 12** montre les signaux en ces points. T_{12} (BC 108) est doté de charges symétriques ($R_{46} = R_{45} = 1$ KΩ) dans le collecteur et l'émetteur. On dispose donc de deux tensions en opposition de phase sur ces électrodes.

Ces tensions sont redressées en double alternance par D_7 à D_{10} (Germanium détection), après être passées par C_{29} et C_{28} **(figure 13).**

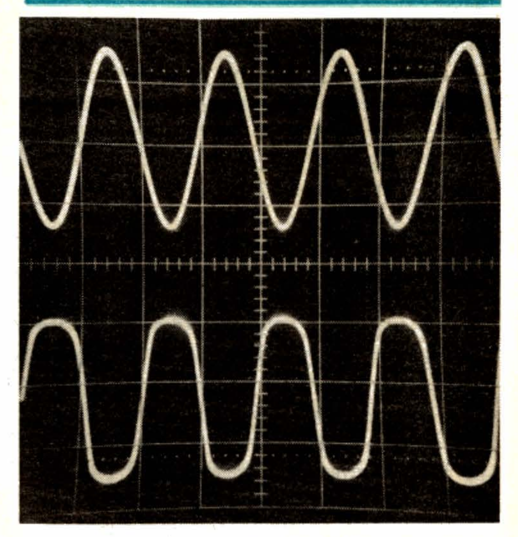


Figure 12 :

a) **Signal au collecteur de T_8.**
b) **Après écrêtage, sur la base de T_{12}.**

Le réseau R_{49} - D_6 permet de maintenir une tension de + 0,6 V environ à une extrémité du pont. R_{50} = 56 K, dont la valeur est assez critique et peut demander un ajustage, sert à polariser T_{13} à la limite de conduction.

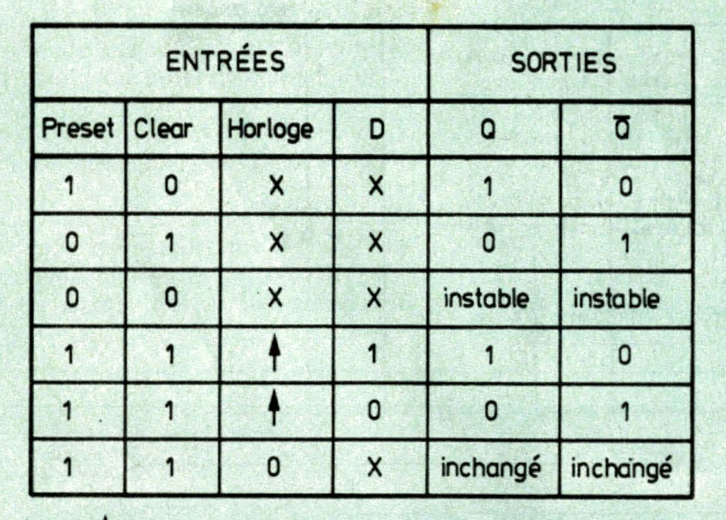
Toute tension négative produite par le pont bloque T_{13} et T_{14}. Le passage par zéro détermine un front montant (de 0 à + 5 V) sur l'entrée horloge de la bascule **(figure 14).**

L'entrée D de la même bascule reçoit une impulsion dont d'amplitude est limitée à 5 V par Z_{11} l'impulsion sur $\overline{Q}$ bloque T_9 via R_{41} et R_{31}, la grille se trouve alors polarisée à V/2 par le pont R_{32}-R_{33}. T_{10} présente dans ce cas une faible (quelques centaines d'ohms) résistance drain-source, puisque la source est constamment polarisée à V/2.

Le signal de sortie est abaissé en impédance par T_{11} et transmis à la sortie par C_{24}.

L'impédance de sortie de la porte est de l'ordre de 200 Ω.

La sortie Q de la bascule est amenée via une résistance de protection de 1 K à une prise, qui permet d'utiliser ce signal pour synchroniser un oscilloscope sur lequel on voudra voir les bursts de sortie **(figure 15).**



ENTRÉES				SORTIES	
Preset	Clear	Horloge	D	Q	$\overline{Q}$
1	0	X	X	1	0
0	1	X	X	0	1
0	0	X	X	instable	instable
1	1	↑	1	1	0
1	1	↑	0	0	1
1	1	0	X	inchangé	inchangé

↑ = Front montant
X = Quelconque

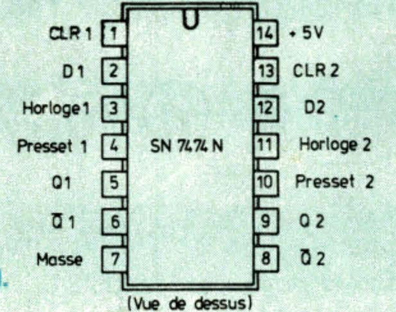


Figure 11 c : Table de vérité du SN 7474 N.

Réalisation pratique :

Les dessins d'implantation des composants et du circuit imprimé (côté cuivre échelle 1/1) sont les **figures 16** et **17.**

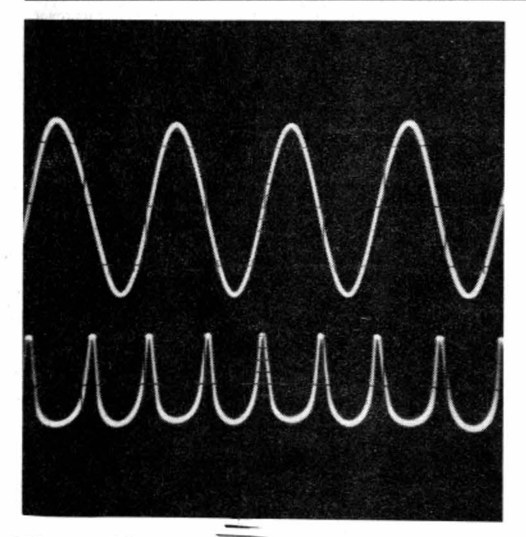


Figure 13 :

a) **Signal d'entrée (collecteur de T_8).**
b) **Signal redressé double alternance après écrêtage (base de T_{13}).**

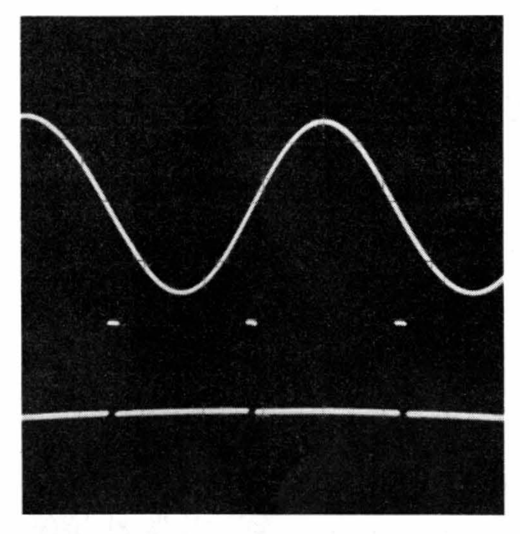


Figure 14 :

a) **Signal sinusoïdal issu du générateur.**
b) **Impulsions de passage à zéro sur le collecteur de T_{14}.**

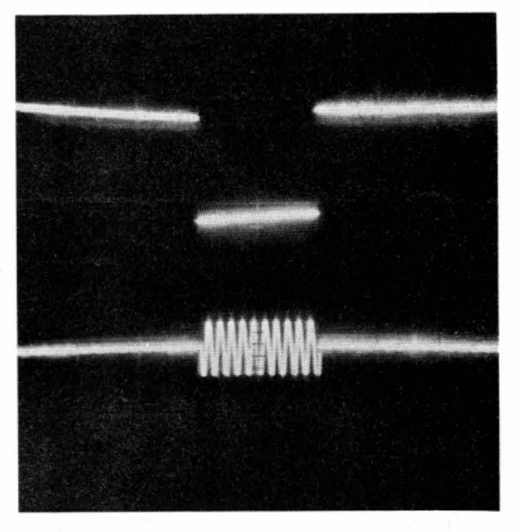


Figure 15 :

a) **Créneau de commande à la sortie $\overline{Q}$ de la bascule D.**
b) **Signal à la sortie de la porte.**

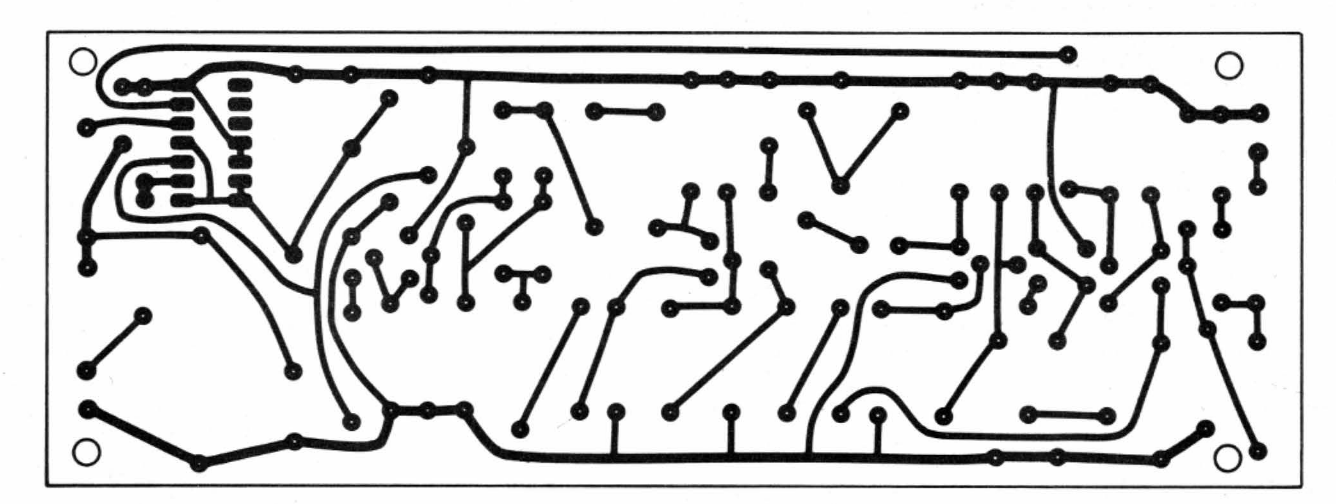


Figure 16 :

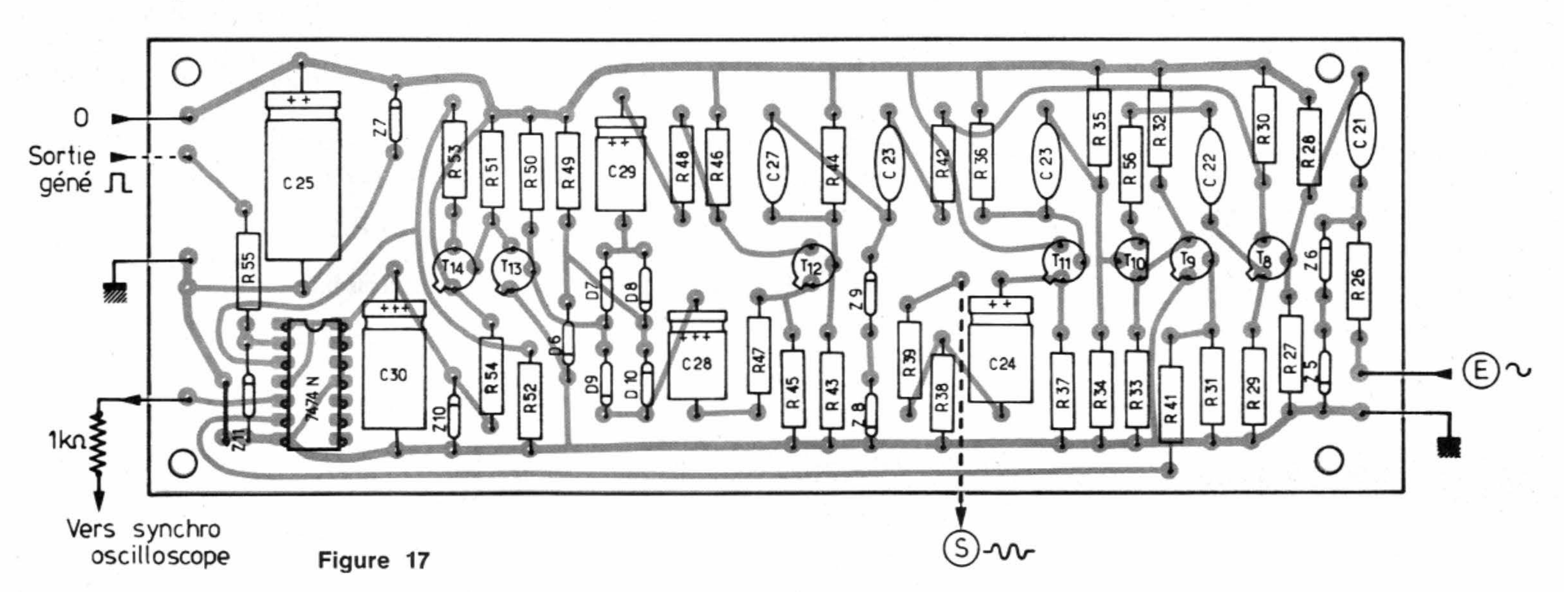
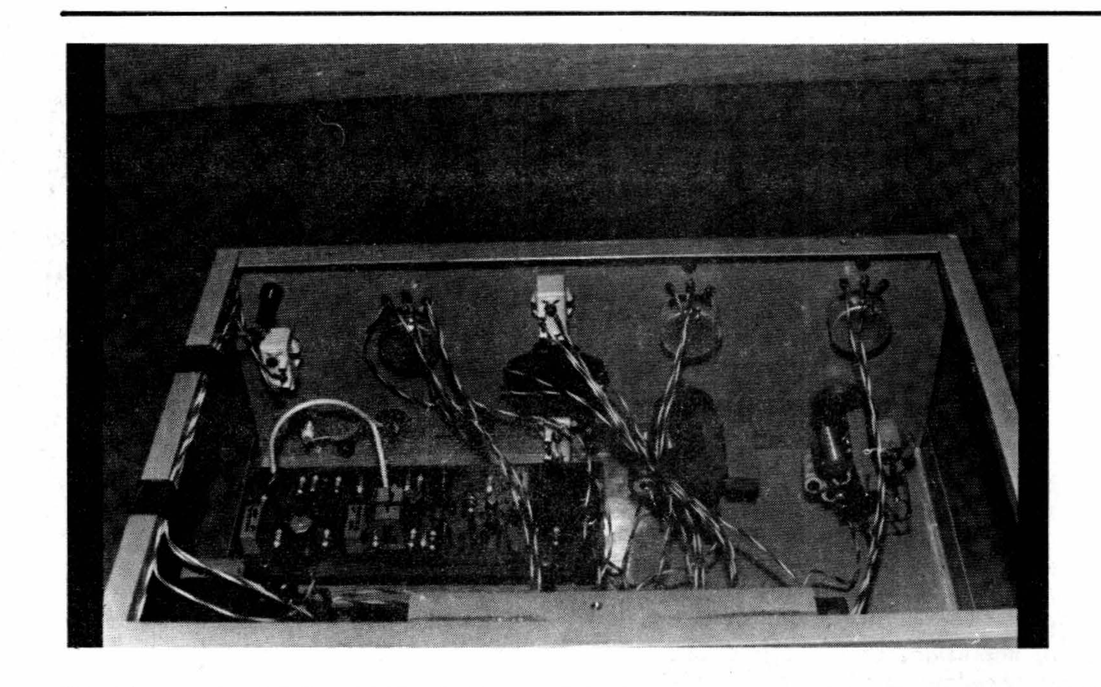


Figure 17

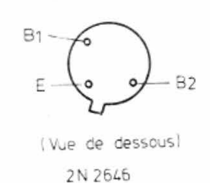


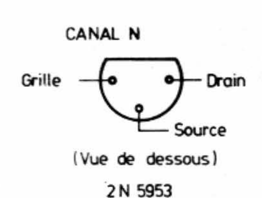
Vue arrière de la façade.
Câblage des organes de commande.

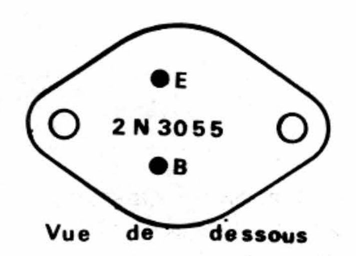
Utilisation :

Le niveau de la sinusoïde à l'entrée intervenant fortement dans le déclenchement du système, on devra toujours prendre soin de maintenir la tension sinusoïdale d'entrée entre des limites précises (aux alentours de 0,5 V eff.).

G. G.







Nomenclature

Zeners : (400 mW)

8 × 5,1 V — 1 × 10 V — Z × 20 V.

Diodes :

4 × 0A95 — 4 × 1N4002 — 2 × 1N4148.

Transistors :

4 × BC 108 / 2 × B 109 C / 1 × 2N2219.
2 × 2N2222 / 2 × 2N2907 / 1 × 2646
1 × 2N3055 / 1 × 2N5953.

Condensateurs : tension de service 63 V
220 pF — 470 pF — 680 pF — 4,7 nF — 6,8 nF — 47 nF — 68 nF.
0,33 µF — 0,47 µF — 0,68 µF — 6 × 1 µF — 4,7 µF — 6,8 µF.

Chimiques :

3 × 10 µF/25 V — 1 × 10 µF/40 V — 2 × 100 µF/10 V — 1 × 220 µF/25 V — 1 × 470 µF/10 V — 1 × 680 µF/10 V — 1 × 1000 µF/40 V.

Tantale :

1 × 47 µF/10 V — 1 × 68 µF/10 V.

Résistances : 1/2 W à couche

1 × 33 Ω— 1 × 62 Ω — 2 × 100 Ω — 1 × 10 Ω — 3 × 470 Ω.
10×1 KΩ — 1×1,2 KΩ — 2×1,5 KΩ — 6 × 2,2 KΩ.
1×2,7 KΩ — 1×3,9 KΩ — 2×4,7 KΩ — 1×5,6 KΩ — 1×8,2 KΩ — 4×10 KΩ — 1×12 KΩ — 1×15 KΩ — 3×22 KΩ — 3×47 KΩ — 2×56 KΩ — 67×100 KΩ — 2 × 390 KΩ.

1 × 100 Ω/2 W.

Potentiomètre :

Linéaire 470 Ω — 22 KΩ — 100 KΩ.

CI :

1 × 7474 N — 1 × 74121 N.

Divers :

Inter, bouton poussoir, fiche BNC, transfo (texte), etc.

Dictionnaire technique

Am

Amplificateur. — Appareil destiné à augmenter l'amplitude d'un signal électrique. Dans le cas d'un signal alternatif, l'amplificateur ne doit modifier que l'amplitude, la forme et la fréquence du signal restant identiques.

Amplification — Opération consistant à augmenter l'amplitude d'un signal électrique sans modifier sa fréquence où sa forme.

Coefficient d'amplification : rapport entre la variation de tension plaque et la variation de tension grille produisant la même variation de courant plaque dans un tube amplificateur. Ce coefficient est souvent désigné par la lettre K. Pour les transistors, le terme « coefficient d'amplification » n'est pas employé.

Amplitude — Valeur maximale atteinte par une grandeur électrique périodique ou continue variable.

AND — Type de porte logique pour laquelle il est nécessaire que toutes les entrées soient au niveau « 1 » pour obtenir également un niveau « 1 » en sortie (en logique positive).
Tant que l'une des entrées est au niveau « 0 », la sortie sera également au niveau « 0 ».
Ce terme d'origine anglo-saxonne est utilisé en français sous le nom « ET ».

Entrée 1
Entrée 2
Sortie

Table de vérité

Entrée 1	Entrée 2	Sortie
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Porte AND à 2 entrées.

Angström : Unité de longueur d'onde utilisée pour caractériser les ondes électromagnétiques ultra-courtes, et dont la valeur est égale à un dixmillième de micron (10^{-4} µm), soit 10^{-10} mètre.
L'Angström est surtout utilisé pour la cotation de longueurs d'ondes à partir de l'infra-rouge jusqu'aux rayons X, couvrant ainsi toutes les ondes du spectre lumineux.
Dans le tableau ci-dessous sont données quelques longueurs d'ondes typiques exprimées en Angström dont le symbole est Å.

	Désignation	Longueur d'onde
	Infra-rouge	8 000 à 10 000 Å
Lumière visible de 3 900 à 8 000 Å	Rouge	6 500 Å
	Orange	6 000 Å
	Jaune	5 800 Å
	Vert	5 200 Å
	Bleu	4 700 Å
	Violet	4 100 Å
	Ultra-violet	136 à 3 900 Å
	Rayons X	0,03 à 20 Å

Anode — Electrode réunie au pôle positif d'un générateur de courant, l'autre électrode étant appelée cathode. Dans un tube électronique l'anode (aussi appelée « plaque ») est l'électrode extérieure.
Ce nom est utilisé également pour certains semi-conducteurs tels que diodes, thyristors et triacs (ces derniers ont d'ailleurs deux anodes appelées A1 et A2 car leur utilisation en alternatif les rend positives chacune à leur tour).
Symbole courant dans les schémas : A.

Antenne — Conducteur ou ensemble de conducteurs destinés à émettre ou à recevoir des ondes électromagnétiques (synonyme : Aérien). Une antenne se caractérise principalement par sa **longueur d'onde** propre, sa **capacité** ou son **inductance** propre, sa **résistance de rayonnement,** son **rendement** (rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie, dans le cas d'une antenne d'émission) et son **mode** d'oscillation (quart d'onde, demi-onde...).

Antifading — Expression anglo-saxonne définissant un circuit de commande automatique de gain (CAG en français, AGC en anglais — voir ce dernier sigle).

Antiparasite — Appareil (filtre, blindage) destiné à s'opposer à la production ou à la propagation d'un signal électrique perturbateur.

Antirésonnant — Nom donné au circuit LC parallèle pour lequel, à la résonnance, l'impédance est très élevée. On dit aussi « **circuit bouchon** ».

AP — Préfixe constituant le début de l'indicatif des radioamateurs du Pakistan (Asie).

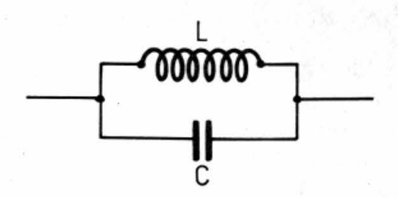
Apériodique — Phénomène qui atteint une position d'équilibre sans oscillations.
Se dit également d'une antenne non accordée couplée d'une manière lâche à un circuit oscillant. Un circuit apériodique, enfin, est un circuit LC dans lequel ne peuvent pas se produire des oscillations libres. La condition d'apériodicité d'un tel circuit est $CR^2 > 4L$.

Aplatie — Se dit d'une courbe de résonnance dépourvue de sélectivité par suite d'un amortissement important.

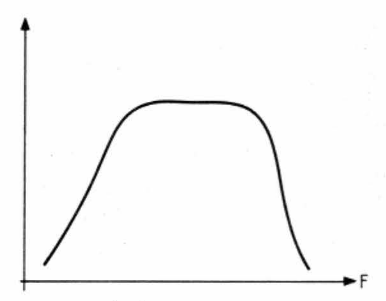
Apparente — La puissance apparente est le produit des deux valeurs efficaces tension-courant fournies par un générateur alternatif, sans tenir compte du déphasage entre ces deux grandeurs. Ce n'est donc pas la puissance réelle ou active (voir ce mot).
La formule définissant la puissance apparente est donc P apparente = Ueff . Ieff.
La puissance apparente s'exprime en volts-ampères (VA)

Appariés — Se dit de deux composants dont la complémentarité au niveau des caractéristiques permet leur utilisation par paire.
Par exemple, les fabricants de semi-conducteurs proposent des paires complémentaires NPN-PNP destinées aux étages de puissance des amplificateurs.

AR — Préfixe constituant le début de l'indicatif des radioamateurs du Liban.



Circuit antirésonnant.



Courbe de résonnance aplatie.

Arc — Décharge électrique entre deux électrodes à travers un milieu isolant. On provoque volontairement des arcs électriques à travers un milieu gazeux (air ou gaz rare) afin de produire de la chaleur ou de la lumière (lampe à arc). Ce dégagement d'énergie se traduit par une volatilisation progressive des électrodes.

Argent — Ne fait pas le bonheur, sauf lorsqu'on doit effectuer des connexions à très faible résistance de contrat. La résistivité très faible de ce métal fait qu'il est utilisé pour établir des contacts (relais, connecteurs) électriques exigeant de très faibles pertes. On emploie en général la technique du dépôt électrolytique de l'argent sur un autre métal moins coûteux.
Symbole chimique : Ag.

Argon — Gaz rare utilisé pour le remplissage sous faible pression de certains tubes redresseurs (thyratrons).
Symbole chimique : A

Armature — Nom donné à chacune des deux électrodes d'un condensateur. Nom également utilisé pour définir une pièce de fer doux destinée à fermer un circuit magnétique.

Arrêt — Se dit d'une bobine d'inductance destinée à laisser passer le courant continu (l'alimentation d'un montage par exemple) tout en bloquant le courant alternatif pouvant lui-être superposé (généralement de fréquence assez haute).

(A suivre)

NOTE AUX LECTEURS

Le montage **ASSERVISSEMENT DE POSITION DE MOTEUR** décrit dans notre précédent numéro est disponible en kit chez OMNITECH BOUTIQUE - 82, rue de Clichy, 75009 Paris.

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 3108	Si	NPN	0,800	1	60	60	40	120	TO5	BFW 24	BFX 85
2 N 3109	Si	NPN	0,800	1	40	70	100	300	TO5	BFW 25	BFW 26
2 N 3110	Si	NPN	0,800	1	40	60	40	120	TO5	BFW 26	2 N 1420 A
2 N 3112 3)	Si	Cal P	0,300		vds 5		gfs 50	(mhos) 120	TO18	2 N 2607	2 N 2608
2 N 3113 3)	Si	Cal P	0,050		5		50		TO18	2 N 2606	2 N 3575
2 N 3114	Si	NPN	0,800	0,200	150	40	25		TO5	2 N 3712	2 N 2923
2 N 3115	Si	NPN	0,400	0,600	20	250	40	120	TO18	2 N 3116	2 N 2958
2 N 3116	Si	NPN	0,400	0,600	20	250	100	300	TO18	2 N 3115	2 N 2959
2 N 3117	Si	NPN	0,360	0,050	60	60	250	500	TO18	2 N 2484 A	2 N 2484
2 N 3118	Si	NPN	1	0,500	60	250	50	275	TO5		ZT 95
2 N 3119	Si	NPN	1	0,500	80	250	40		TO5		ZT 93
2 N 3120	Si	PNP	0,800	0,500	45	130	30	130	TO5	2 N 3502	BC 360-6
2 N 3121	Si	PNP	0,360	0,500	45	130	30	130	TO18	2 N 3504	BCW 35
2 N 3122	Si	NPN	0,800	0,500	30	60	25	100	TO5	2 N 2218	2 N 2217
2 N 3124	Ge	PNP	90	15	30	0,0025	50	100	TO41	2 N 1147	2 N 1146
2 N 3125	Ge	PNP	90	15	80	0,005	30	75	TO41	2 N 1032 C	2 N 1147 C
2 N 3126	Ge	PNP	90	15	75	0,006	10	30	TO41	2 N 1147 C	2 N 1146 C
2 N 3127	Ge	PNP	0,100	0,050	20	400		125	TO72	2 N 3279	2 N 3280
2 N 3128	Si	NPN	0,150	0,100	20	60	25		X16	2 N 706	2 N 708
2 N 3129	Si	NPN	0,150	0,100	45	60	100		X16	2 N 3247	TIS 23
2 N 3130	Si	NPN	0,150	0,100	60	60	60		X16	TIS 24	2 N 3858 A
2 N 3131	Si	NPN	0,150	0,100	15	250	30		X16	2 N 706	2 N 708
2 N 3133	Si	PNP	0,600	0,600	35	200	40	120	TO5	2 N 3134	2 N 2904
2 N 3134	Si	PNP	0,600	0,600	35	200	100	300	TO5	2 N 3133	2 N 2905
2 N 3135	Si	PNP	0,400	0,600	35	200	40	120	TO18	2 N 3136	2 N 2837
2 N 3136	Si	PNP	0,400	0,600	35	200	100	300	TO18	2 N 3135	2 N 2838
2 N 3137	Si	NPN	0,600	0,150	20	500	20	120	TO39	2 N 5236	BFW 19
2 N 3138	Si	NPN	20	2	65	10	10		MT24	2 N 3140	MJ 2249
2 N 3139	Si	NPN	20	2	140	10	10		MT24	2 N 3141	2 N 3143
2 N 3140	Si	NPN	20	2	65	10	10		MT24	2 N 3138	MJ 2249
2 N 3141	Si	NPN	20	2	140	10	10		MT24	2 N 3139	2 N 3145
2 N 3142	Si	NPN	25	2	65	10	10		MT46	2 N 3144	2 N 3138
2 N 3143	Si	NPN	25	2	140	10	10		MT46	2 N 3145	2 N 3139

3) Transistors FET

TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 3144	Si	NPN	25	2	65	10	10		MT46	2 N 3142	2 N 3140
2 N 3145	Si	NPN	25	2	140	10	10		MT46	2 N 3143	2 N 3141
2 N 3146	Ge	PNP	150	15	65	0,200	30	90	TO3		2 N 2079 ou
2 N 3147	Ge	PNP	150	15	75	0,200	30	90	TO3		2 N 2079 A
2 N 3149	Si	NPN	300	70	80	0,100	10		MT49		2 N 4950
2 N 3150	Si	NPN	300	70	100	0,100	10		MT49	PT 501	PT 601
2 N 3151	Si	NPN	300	70	150	0,100	10		MT49	PT 500	PT 600
2 N 3152	Si	NPN	2,5	0,100	120	200	5		MT30	MM 2258	BF 109
2 N 3153	Si	NPN	0,300		15	30	2		TO18	2 N 2004	2 N 2333
2 N 3154	Ge	PNP	38	3	25	0,015	60	180	MS7	2 N 3158	2 N 1755
2 N 3155	Ge	PNP	38	3	40	0,015	60	180	MS7	2 N 3159	2 N 1759
2 N 3156	Ge	PNP	38	3	55	0,015	60	180	MS7	2 N 3160	2 N 1760
2 N 3157	Ge	PNP	38	3	65	0,015	60	180	MS7	2 N 3161	2 N 1761
2 N 3158	Ge	PNP	38	3	25	0,010	30	75	MS7	2 N 3154	2 N 1755
2 N 3159	Ge	PNP	38	3	40	0,010	30	75	MS7	2 N 3155	2 N 1756
2 N 3160	Ge	PNP	38	3	55	0,010	30	75	MS7	2 N 3156	2 N 1756
2 N 3161	Ge	PNP	38	3	65	0,010	30	75	MS7	2 N 3157	2 N 1757
2 N 3163	Si	PNP	85	3	40	1	12	36	MT10	2 N 3167	BD 242
2 N 3164	Si	PNP	85	3	60	1	12	36	MT10	2 N 3168	BD 242 A
2 N 3165	Si	PNP	85	3	80	1	12	36	MT10	2 N 3169	BD 242 B
2 N 3166	Si	PNP	85	3	100	1	12	36	MT10	2 N 3170	BD 242 C
2 N 3167	Si	PNP	85	3	40	1	12	36	TO53	2 N 3163	BD 242
2 N 3168	Si	PNP	85	3	60	1	12	36	TO53	2 N 3164	BD 242 A
2 N 3169	Si	PNP	85	3	80	1	12	36	TO53	2 N 3165	BD 242 B
2 N 3170	Si	PNP	85	3	100	1	12	36	TO53	2 N 3166	BD 242 C
2 N 3171	Si	PNP	75	3	40	1	12	36	TO3	2 N 6312	BD 242
2 N 3172	Si	PNP	75	3	60	1	12	36	TO3	2 N 6313	BD 242 A
2 N 3173	Si	PNP	75	3	80	1	12	36	TO3	2 N 6314	BD 242 B
2 N 3174	Si	PNP	75	3	100	1	12	36	TO3		BD 242 C
2 N 3175	Si	PNP	85	5	40	1	10	30	MT10	2 N 3179	2 N 4901
2 N 3176	Si	PNP	85	5	60	1	10	30	MT10	2 N 3180	2 N 4902
2 N 3177	Si	PNP	85	5	80	1	10	30	MT10	2 N 3181	2 N 4903
2 N 3178	Si	PNP	85	5	100	1	10	30	MT10	2 N 3182	BD 242 C

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES TRANSISTORS

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.
- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 3179	Si	PNP	85	5	40	1	10	30	MT10	2 N 3175	2 N 4901
2 N 3180	Si	PNP	85	5	60	1	10	30	MT10	2 N 3176	2 N 4902
2 N 3181	Si	PNP	85	5	80	1	10	30	MT10	2 N 3177	2 N 4903
2 N 3182	Si	PNP	85	5	100	1	10	30	MT10	2 N 3178	2 N 3194
2 N 3183	Si	PNP	75	5	40	1	10	30	T053	2 N 3195	2 N 5974
2 N 3184	Si	PNP	75	5	60	1	10	30	T053	2 N 3196	2 N 5975
2 N 3185	Si	PNP	75	5	80	1	10	30	T053	2 N 3197	2 N 5976
2 N 3186	Si	PNP	75	5	100	1	10	30	T053	2 N 3198	2 N 3178
2 N 3187	Si	PNP	85	5	40	1	10	30	MT10	2 N 3179	2 N 4904
2 N 3188	Si	PNP	85	5	60	1	10	30	MT10	2 N 3180	2 N 4905
2 N 3189	Si	PNP	85	5	80	1	10	30	MT10	2 N 3181	2 N 4906
2 N 3190	Si	PNP	85	5	100	1	10	30	MT10	2 N 3182	2 N 3178
2 N 3191	Si	PNP	85	5	40	1	10	30	T053	2 N 3183	2 N 4904
2 N 3192	Si	PNP	85	5	60	1	10	30	T053	2 N 3184	2 N 4905
2 N 3193	Si	PNP	85	5	80	1	10	30	T053	2 N 3185	2 N 4906
2 N 3194	Si	PNP	85	5	100	1	10	30	T053	2 N 3186	2 N 3190
2 N 3195	Si	PNP	75	5	40	1	10	30	T03	2 N 3183	MJE 5974
2 N 3196	Si	PNP	75	5	60	1	10	30	T03	2 N 3184	MJE 5975
2 N 3197	Si	PNP	75	5	80	1	10	30	T03	2 N 3185	MJE 5976
2 N 3198	Si	PNP	75	5	100	1	10	30	T03	2 N 3186	2 N 3186
2 N 3199	Si	PNP	40	3	40	1	20	60	MT42	MJE 4918	TIP 32
2 N 3200	Si	PNP	40	3	60	1	20	60	MT42	MJE 4919	TIP 32 A
2 N 3201	Si	PNP	40	3	80	1	20	60	MT42	MJE 4920	TIP 32 B
2 N 3202	Si	PNP	8,7	3	40	1	20	60	T05	2 N 3782	2 N 3719
2 N 3203	Si	PNP	8,7	3	60	1	20	60	T05	2 N 2881	2 N 3720
2 N 3204	Si	PNP	8,7	3	80	1	20	60	T05	SDT 3503	SDT 3507
2 N 3205	Si	PNP	40	2	40	1	20	60	T059	BD 242	TIP 31
2 N 3206	Si	PNP	40	2	60	1	20	60	T059	BD242 A	TIP 31 A
2 N 3207	Si	PNP	40	2	100	1	20	60	T059	BD 242 C	TIP 31 C
2 N 3208	Si	PNP	8,7	2	40	1	20	60	T05	2 N 5323	BSS 18
2 N 3209	Si	PNP	0,360	0,200	20	640	30	120	T018	2 N 869 A	2 N 5056
2 N 3210	Si	NPN	0,360	0,500	15	300	30	120	T018	2 N 2481	2 N 2318
2 N 3211	Si	NPN	0,360	0,500	15	350	50		T018	2 N 4422	2 N 3510

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boitier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 3212	Ge	PNP	14	5	80	0,600	30	90	T037	2 N 1138 B	2 N 418
2 N 3213	Ge	PNP	14	5	60	0,600	30	90	T037	2 N 561	40421
2 N 3214	Ge	PNP	14	5	40	0,600	30	90	T037	2 N 2148	40421
2 N 3215	Ge	PNP	14	5	30	0,600	25	100	T037	40022	2 N 307 A
2 N 3217	Si	PNP	0,400	0,100	10	10	100		T046	2 N 3059	2 N 2944
2 N 3218	Si	PNP	0,400	0,100	20	5	30		T046	2 N 3677	2 N 3527
2 N 3219	Si	PNP	0,400	0,100	35	3	20		T046	2 N 4982	2 N 328 B
2 N 3220	Si	NPN	2	2	80	10	20	60	MT47	2 N 3221	2 N 2150
2 N 3221	Si	NPN	2	2	80	10	40	120	MT47	2 N 2150	2 N 3220
2 N 3222	Si	NPN	2	2	60	10	20	60	MT47	2 N 3223	BD 235
2 N 3223	Si	NPN	2	2	60	10	40	120	MT47	BD 235	2 N 3222
2 N 3224	Si	PNP	0,700		100	60	20		T05	2 N 3225	2 SA 150
2 N 3225	Si	PNP	0,700		100	80	40		T05	2 N 3495	2 N 3224
2 N 3226	Si	NPN	75	5	35	0,030	20	50	T03	2 N 1702	2 N 1703
2 N 3227	Si	NPN	0,360	0,200	20	500(min)	100	300	T018	BT 3227	2 N 2710
2 N 3229	Si	NPN	17	2,5	60	150	5		MT31	2 N 2876	2 N 1709
2 N 3232	Si	NPN	117	7,5	60	0,020	18	150	MD21	2 N 3445	2 N 3863
2 N 3233	Si	NPN	117	7,5	100	0,020	18	150	MD21	2 N 3489	2 N 3448
2 N 3234	Si	NPN	117	7,5	160	0,020	18	150	MD21	2 N 3865	2 N 3442
2 N 3235	Si	NPN	117	15	55	0,020	20	70	MD21	BDY 73	SDT 9205
2 N 3236	Si	NPN	150	15	90	0,020	17	60	MD21	2 N 5972	2 N 5973
2 N 3237	Si	NPN	200	20	75	1	12	36	MD21	2 N 1937	2 N 2815
2 N 3238	Si	NPN	150	15	80	1	8,5	25	MD21	2 N 3239	2 N 6254
2 N 3239	Si	NPN	150	15	80	1	8,5	25	MD21	2 N 3238	2 N 6254
2 N 3240	Si	NPN	150	15	160	1	8,5	25	MD21	BUX 11 N	BUX 41 N
2 N 3241	Si	NPN	0,500	0,100	25	50	70		R134	2 N 3241 A	2 N 3242
2 N 3241 A	Si	NPN	0,500	0,200	25	50	100		R123	2 N 3242	2 SC 848
2 N 3242	Si	NPN	0,500	0,200	25	50	100		R134	2 N 3241 A	ou 2 SC 849
2 N 3242 A	Si	NPN	0,500	0,300	40	50	125		R123	BC 284	BC 284 A
2 N 3244	Si	PNP	1	1	40	175	50	150	T05	2 N 3762	2 N 4890
2 N 3245	Si	PNP	1	1	50	150	30	90	T05	2 N 3763	2 N 5022
2 N 3246	Si	NPN	0,360	0,050	45	60	200		T018	BFY 76	BFY 77
2 N 3247	Si	NPN	0,150	0,050	45	BF	200		X16	SK 3019 RT	BCW 87

Bobinages pour montages à semi-conducteurs :

• Transformateurs basse fréquence

On reproche aux transformateurs BF et, en général, aux bobines traversées par des courants BF, y compris ceux du secteur à TBF (50 ou 60 Hz), d'être : lourds, encombrants, producteurs de champs magnétiques gênants, chauffer (dans le cas des modèles puissants), chers, difficiles à se procurer chez son commerçant habituel, à caractéristiques fixes, difficiles à modifier.

Pour ces raisons, les montages à résistances et capacités ont la faveur de tous et ont remplacé les bobinages BF, souvent avec avantage.

On ne peut affirmer, toutefois, que les transformateurs BF soient dépassés, périmés, sans aucune supériorité sur les circuits RC, bref, sans intérêt.

Ils possèdent, eux aussi, des avantages non négligeables, que nous citerons ci-après : gain supérieur à celui obtenu avec des liaisons par résistance-capacité ; résistance très faible des enroulements en continu, donc possibilité, à alimentation égale, de polariser les électrodes des transistors, à des tensions plus proches des tensions d'alimentation, d'où : meilleur fonctionnement des semi-conducteurs, pas de perte d'énergie par chute de tension dans des résistances, possibilité de diminuer la largeur de bande des signaux transmis si une certaine sélectivité est requise, possibilité de corriger la courbe de réponse, liaison entre une source asymétrique et un point à la masse, et une à entrée symétrique ou le contraire, adaptation excellente des impédances (ou des rapports de transformation).

Quelques-uns des inconvénients de transformateurs peuvent être diminués ou même supprimés, en blindant le bobinage BF, ou en l'orientant convenablement.

Schéma théorique général

Voici à la **figure 1,** le schéma d'un transformateur BF, monté comme élément de liaison entre deux transistors isolés ou faisant partie de circuits intégrés. Q_1 reçoit le signal à amplifier. Il est monté en émetteur commun. La base est polarisée par R_1 - R_2 et l'émetteur est relié, pour simplifier, à la ligne négative et à la masse.

Le signal amplifié par Q_1 est appliqué au primaire P du transformateur TR. Comme la résistance du fil de cet enroulement est très faible (par exemple quelques ohms), la tension sur le collecteur de Q_1 est pratiquement la même que celle de la ligne positive.

S est le secondaire qui attaque la base de Q_2. Cette base est polarisée par le diviseur R_3 - R_4 et il n'y a pratiquement pas de chute de tension sur cet enroulement secondaire. C_2 sert de découplage. Ici l'avantage du transformateur est évident, car il permet aisément, s'il a été déterminé par cette application, d'adapter la sortie de Q_1 à l'entrée de Q_2.

Soit par exemple Z_p l'impédance élevée de sortie de Q_1 et Z_s, l'impédance, généralement basse, de l'entrée sur la base de Q_2.

Le rapport de transformation est donné par la relation

$$r^2 = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 = \frac{Z_s}{Z_p}$$

Soit, par exemple, $Z_p = 500\ \Omega$, $Z_s = 3000\ \Omega$. On a

$$r^2 = 500/3000$$

donc

$$r = 1/2,45 = 0,408$$

ce qui signifie que P a 2,45 fois plus de spires que S.

Après amplification par Q_2, le signal se trouve sur l'impédance de sortie Z_0, qui peut être d'un type quelconque : résistance, bobine, haut-parleur.

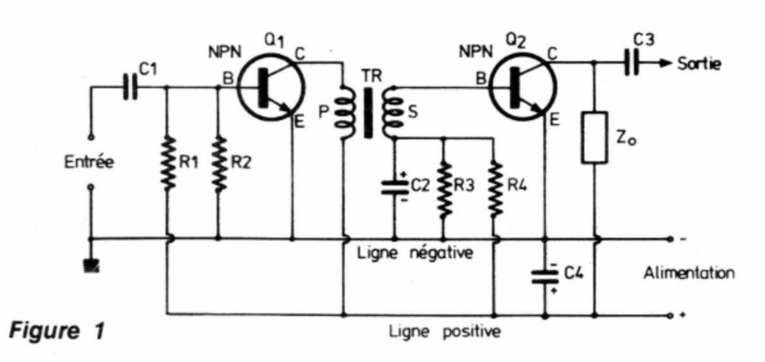


Figure 1

Le transformateur idéal

L'étude du transformateur réel est facilitée en prenant, comme point de départ, les caractéristiques d'un transformateur idéal. Une étude convenable permet à un transformateur réel d'atteindre des caractéristiques proches de celles idéales et de donner satisfaction aux utilisateurs les plus difficiles.

Grâce aux matériaux actuels, il est possible de réduire le poids et le volume, donc aussi les champs magnétiques nuisibles des transformateurs BF modernes.

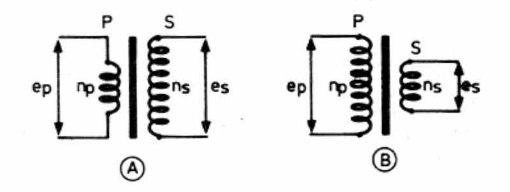


Figure 2

A la **figure 2,** on donne le schéma de deux transformateurs BF, celui représenté en (A) est élévateur de tension et celui de (B) est abaisseur de tension. Dans les deux cas, si le transformateur est idéal, on aura exactement

$$\frac{n_s}{n_p} = \frac{e_s}{e_p} \qquad (1)$$

D'autre part, les courants traversant les enroulements étant i_p et i_s, on aura

$$\frac{n_s}{n_p} = \frac{i_p}{i_s} = \frac{e_s}{e_p} \qquad (2)$$

ce qui donne les produits

$$e_p\, i_p = e_s\, i_s = P_p = P_s \qquad (3)$$

Les signaux appliqués à ces transformateurs sont par exemple sinusoïdaux. Dans le cas idéal, les formules (1) (2) et (3) restent valables dans toute la gamme des fréquences imposées, par exemple de 20 Hz à 20 000 Hz. Cela signifie que le transformateur transmet les signaux selon une courbe linéaire.

Dans un transformateur idéal, les résistances en continu des enroulements sont nulles, donc, aucune chute de tension due aux enroulements.

L'approche de cette caractéristique idéale se fait en utilisant du gros fil ou en étudiant le transformateur pour ne nécessiter que peu de fil.

D'autres caractéristiques idéales sont l'absence de toute capacité parasite, ni celles dues aux enroulements, ni entre les deux enroulements.

On ne trouvera pas, non plus, des self-inductions de fuite, dans ces transformateurs.

Le rendement est alors de 100 %. En effet, d'après la formule (3), la puissance secondaire P_s est égale à la puissance primaire P_p.

Le cas réel

Dans le cas réel, le rendement peut se réduire jusqu'à 85 %, mais on peut obtenir un pourcentage plus élevé avec des soins particuliers, généralement coûteux.

En ce qui concerne les tensions, on peut ajouter un nombre complémentaire de spires, afin que le rapport des tensions exigé soit atteint.

Soit par exemple un transformateur réversible 220/110 V, utilisable pour l'emploi d'appareils prévus pour une de ces tensions, à alimenter sur l'autre.

On a représenté en (A) **figure 3,** un transformateur adaptateur 220/110 V, ayant en tension un rendement de 90 %. Cela signifie que si $n_p = 2\, n_s$, et si l'on branche un signal à 220 V au primaire, on n'aura pas 110 V au secondaire, mais 90 % de 110 V, c'est-à-dire 99 V.

De même, si l'on branche le transformateur dans l'autre sens : 110 V au primaire, on n'obtiendra pas 220 V au secondaire mais 0,9 . 220 = 198 V seulement.

La solution du problème est donnée en (B) **figure 3.** Chaque enroulement comprend les nombres n_p et n_s de spires, prévus dans le cas idéal (formule 1). Pour compenser la chute de tension due au rendement, inférieur à 100 %, on a ajouté des spires.

Au primaire, la partie a x est à n_p spires. De plus, on a ajouté 0,05 n_p pour a b et 0,05 n_p pour b c. On a procédé de la même manière pour les enroulements (d e) et (e f) du secondaire.

Soit maintenant le cas d'une adaptation 220/110. On branche 220 V sur l'enroulement normal (a x) du primaire. Sur la portion normale du secondaire (d y), on n'aura pas 110 V, mais moins. Il suffira alors de prendre comme secondaire l'enroulement (e y) ou (f y) pour obtenir 110 V ou une valeur proche de celle-ci.

Dans les transformateurs BF, des prises sur les enroulements permettent de réaliser des adaptations plus correctes, notamment lorsqu'il s'agit d'adapter la sortie d'un amplificateur BF à un haut-parleur.

Sans transformateur de sortie, l'utilisateur est obligé de prévoir un HP de la valeur imposée. Il ne pourra pas utiliser toujours les HP qu'il possède s'ils sont d'impédance différente de celle de la sortie de l'amplificateur.

A noter qu'une mauvaise adaptation donne lieu principalement :

1° à une diminution de la puissance appliquée au haut-parleur,
2° à une modification, généralement défavorable, de la courbe de réponse,
3° à un fonctionnement défectueux de l'étage de sortie.

Même dans le cas d'un amplificateur moderne, prévu pour fonctionner sans transformateur à la sortie, il peut s'avérer nécessaire d'en utiliser un.

Soit par exemple le cas d'un amplificateur dont la sortie est de 8 Ω et on dispose de deux haut-parleurs identiques de 8 Ω. La puissance maximum fournie par l'amplificateur est de 10 W et chacun des haut-parleurs ne peut accepter que 6 W au maximum.

On voudrait, évidemment, utiliser les deux HP pour atteindre une puissance admissible de 10 W et même 12 W.

Deux montages des HP sont possibles, en série ou en parallèle (voir **figure 4**). Si Z = 8 Ω pour chacun des deux haut-parleurs, pour les deux ensembles, on aura :

série : Z = 8 + 8 = 16 Ω,
parallèle : Z = 8/2 = 4 Ω.

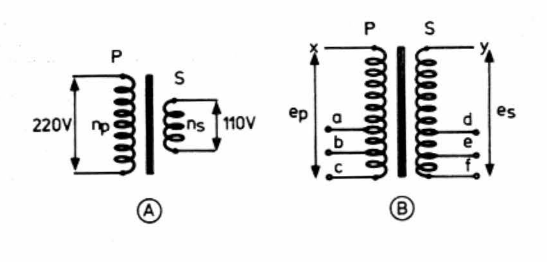


Figure 3

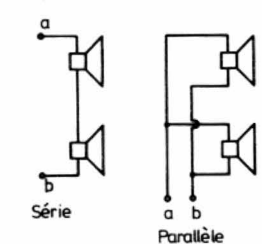


Figure 4

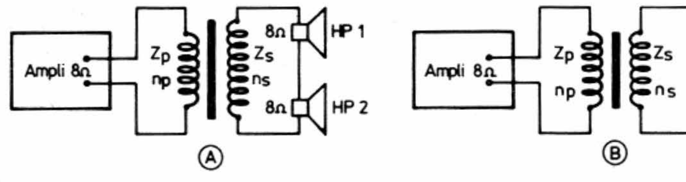


Figure 5

La solution du problème est l'emploi d'un transformateur adaptateur 8 à 16 Ω (HP en série) ou 8 à 4 Ω (HP en parallèle). A la **figure 5,** on donne les schémas des deux montages.

Dans les deux cas, les primaires doivent être établis pour 8 Ω. Si n_p est leur nombre de spires, on aura

montage série

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \frac{8}{16} = 0{,}5 = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2$$

d'où

$$n_s = 4\,n_p$$

montage parallèle

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \frac{8}{4} = 2 = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2$$

d'où

$$n_s = 0{,}25\,n_p$$

Bien entendu, la section de chaque enroulement sera proportionnée au courant maximum qui devra le traverser. On a donné plus haut la relation (2)

$$\frac{i_p}{i_s} = \frac{e_s}{e_p} = \frac{n_s}{n_p}$$

Dans le cas du montage série $n_s = 4\,n_p$ donc si les sections correspondantes du fil sont S_s et S_p, on aura

$$S_p = 4\,S_s \quad \text{ou} \quad S_s = 0{,}25\,S_p$$

Dans le montage parallèle, on aura

$$S_p = 0{,}25\,S_s \quad \text{ou} \quad S_s = 4\,S_p$$

A noter que si D_p et D_s sont les diamètres du fil (la couche isolante : émail, coton, soie, nylon, non comprise), on a

$$S = \pi D^2$$

donc

$$D = \sqrt{S/\pi}\,,$$

ce qui donnera la valeur de D si l'on connaît S.

Comme les valeurs de D sont normalisées, on adoptera toujours la valeur immédiatement supérieure à celle calculée.

Soit une section $S = 2\ \text{mm}^2$

on a

$$D = \sqrt{2/\pi} = 0{,}79\ \text{mm}$$

et on adoptera du fil de 0,8 mm de diamètre.

Transformateurs de lignes

Lorsque l'amplificateur et les haut-parleurs sont disposés à une distance relativement grande, par exemple plus de 5 m, les fils des connexions parcourus par les courants BF à transmettre, modifient l'adaptation en raison de leur impédance composée de self-induction, de capacité et de résistance.

Entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée de l'ensemble des haut-parleurs, il faudra connecter des transformateurs de lignes de manière à ce que celle-ci soit connectée à des enroulements de 250 à 500 Ω, la ligne étant réalisée avec un câble de même impédance.

Cela est indiqué à la **figure 6,** où Z est l'impédance caractéristique choisie entre 250 Ω et 500 Ω pour la ligne T_1, le transformateur de sortie de l'amplificateur, et T_2, celui d'entrée de l'ensemble des haut-parleurs.

Voici un exemple numérique de calcul des rapports de transformation.

Prenons :

Impédance de sortie de l'amplificateur : 8 Ω

Impédance de la ligne: Z = 500 Ω

Impédance de l'ensemble des HP : 16 Ω

Il s'agit de calculer les rapports de transformation.

Transformateur T_1

$$\left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 = \frac{Z_p}{Z_s} = \frac{8}{500}$$

ce qui donne

$$n_p/n_s = 0{,}126$$

ou encore

$$n_s = 7{,}93\,n_p$$

ou en arrondissant

$$n_s = 8\,n_p$$

Il y aura par conséquent 8 fois plus de spires au secondaire de T_1 qu'au primaire.

Transformateur T_2

$$\left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 = \frac{Z_p}{Z_s} = \frac{500}{16}$$

ce qui donne

$n_p/n_s = 5{,}59$ ou, en arrondissant, 6 fois.

Il y aura donc 6 fois plus de spires au primaire.

On notera que le secondaire de T_1 et le primaire de T_2 doivent être identiques.

Des câbles de 500 Ω ou autres valeurs, spéciaux pour la BF, existent dans le commerce.

On calculera les rapports des sections ou des diamètres des fils comme indiqué plus haut.

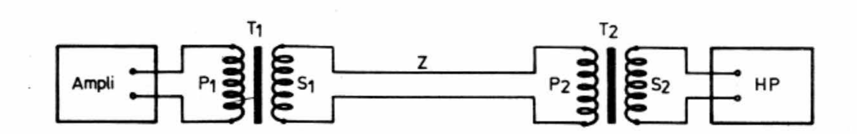


Figure 6

Transformateurs à prises au primaire

Ce transformateur se présente comme indiqué à la **figure 7.** Généralement, il s'agit d'un transformateur pour adapter un étage de sortie en push-pull, à un HP (ou ensemble de HP) ou à une ligne. Dans ce cas, $n_1 = n_2$ et $n_p = n_1 + n_2$.

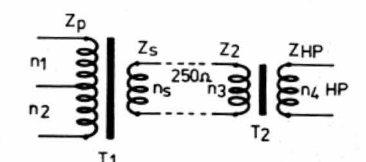


Figure 7

Comme précédemment, on a

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 = \left(\frac{2\,n_1}{n_1}\right)^2$$

Il suffira par conséquent de calculer le rapport

$$\frac{n_p}{n_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

et prendre $n_1 = n_2 = n_p/2$

Exemple: $Z_p = 16\ \Omega$, $Z_s = 250\ \Omega$ (cas d'une ligne de transmission). On trouve :

$$\frac{n_p}{n_s} = \sqrt{\frac{16}{250}} = 0{,}252 = 1/4 \text{ environ}$$

d'où

$n_p = 0{,}25\ n_s$

$n_1 = n_2 = 0{,}125\ n_s$

Considérons aussi l'adaptation à l'autre extrémité de la ligne, avec $Z = 250\ \Omega$ pour la ligne et $Z_{HP} = 4\ \Omega$.

Le rapport de transformation est

$$\frac{n_3}{n_4} = \sqrt{\frac{250}{4}} = 7{,}9$$

Dans le cas présent, le secondaire de T_1 est identique au primaire de T_2.

Transformateur BF avec secondaire à prises

Soit le transformateur de la **figure 8** dont le primaire (x u) est à prise y. Les nombres de spires sont $n_p = n_1 + n_2$, l'impédance du primaire est Z_p.

Le secondaire AE a une impédance Z_s et son nombre total des spires est n_s. Il a des prises B, C, D de manière à ce que l'on ait :

Impédance entre A et E : Z_s avec $n = n_s$
Impédance entre A et D : Z_d avec $n = n_d$
Impédance entre A et C : Z_c avec $n = n_c$
Impédance entre A et B : Z_b avec $n = n_b$

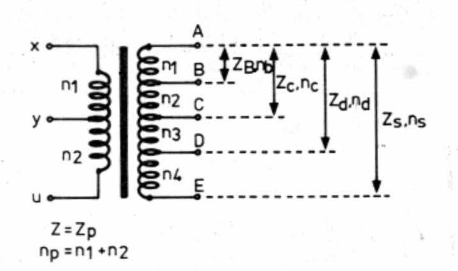


Figure 8

Le problème consiste dans la détermination du nombre des spires de l'enroulement secondaire et l'emplacement des prises.

On adoptera le calcul basé sur la formule établie

$$\frac{Z}{Z'} = \left(\frac{n}{n'}\right)^2 = r \qquad \text{(A)}$$

ce qui donne $n = n'\sqrt{r}$ (B)

■

Description d'un moniteur SSTV Errata de l'article paru dans le n° 349, p. 74

- **page 79 1re colonne :** « Parallèlement, on positionnera P25, réglage de lumière, de façon à ce que la trace soit juste éteinte.» Supprimer « sur les plages noires de l'image.»
- **Page 79 2e colonne, 5e ligne** - Supprimer « sur les noirs ».
— On pourra également remarquer si l'on branche un oscilloscope (**entrée différentielle) entre le point V et la cathode du tube cathodique** l'écrétage...
- **Page 79 3e colonne :** lire « tout désaccord se manifestera pa. une **translation** verticale... »
- **Page 81, fig. 50 :** Malgré sa forme dessinée, CI22 n'est pas un amplificateur opérationnel mais un monostable T.T.L. Le lecteur aura corrigé !
- **Errata de l'Errata p. 82, 2e colonne** 3e tiret : lire « pied de P23 ».

Réalisation d'un enregistreur-lecteur de cassettes à récepteur FM. incorporé

2e PARTIE :

Récepteur FM compact et ampli B.F.

Après avoir décrit la réalisation de préamplificateurs d'enregistrement et de lecture pour magnétophones à cassettes (n° 349), nous allons étudier ici un autre sous-ensemble important entrant dans la composition de l'appareil complet dont nous vous proposons la construction : le récepteur FM. La description d'un ampli BF simple et performant est là pour permettre dès maintenant au lecteur de vérifier en fonctionnement normal les circuits déjà câblés, et, au besoin, de se limiter à la construction d'un lecteur de cassettes ou d'un petit récepteur FM. La troisième partie de cette étude traitera de l'oscillateur de prémagnétisation et d'effacement, de la régulation de vitesse du moteur, et d'un exemple-type d'interconnexion générale.

1) Utilisation du TDA 1037 Siemens en ampli BF :

Ce circuit intégré fait partie de la gamme des composants pour récepteurs AM/FM que tous les constructeurs développent maintenant, chacun avec ses originalités. Le TDA 1037 est l'un des derniers-nés de cette famille puisqu'il a été présenté pour la première fois au Salon des composants 1976. Il présente de nombreuses particularités fort intéressantes :

— gamme de tension d'alimentation 4 à 28 V (piles, batteries, secteur) ;
— puissance efficace :
  5 W (14 V 4 Ω ou 18 V 8 Ω),
  5,5 W (24 V 16 Ω),
  maximum 8 W ;
— protections efficaces ;
— sensibilité 80 à 150 mV suivant puissance de sortie ;
— boîtier SIL (single in line) équivalent à un DIL à 18 broches dépliées dont 9 broches sont réunies en une ailette de refroidissement (voir photo).

La **figure 1** donne le schéma de principe du circuit d'utilisation qui permet d'obtenir une puissance de sortie très confortable sur un HP de 4 Ω, l'alimentation étant confiée à une petite batterie de 6 volts, même un peu déchargée.

Le câblage de ce module s'effectuera sur un circuit imprimé conforme à la **figure 2**, que l'on équipera d'après la **figure 3**. Pour l'application qui nous intéresse, il n'est pas nécessaire de prévoir un radiateur. Celui-ci ne s'avérerait utile que pour une tension d'alimentation plus élevée.

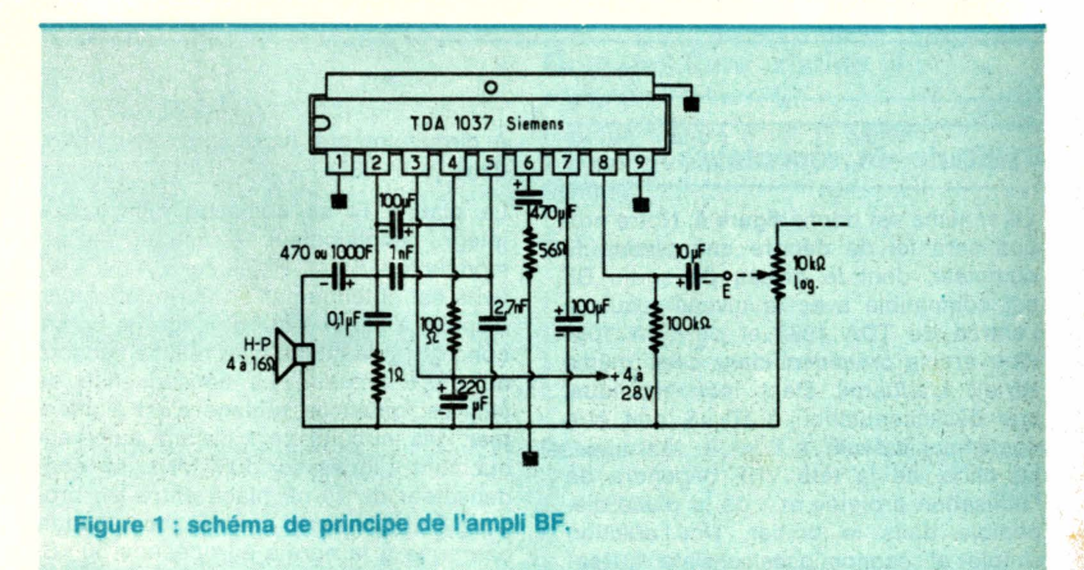
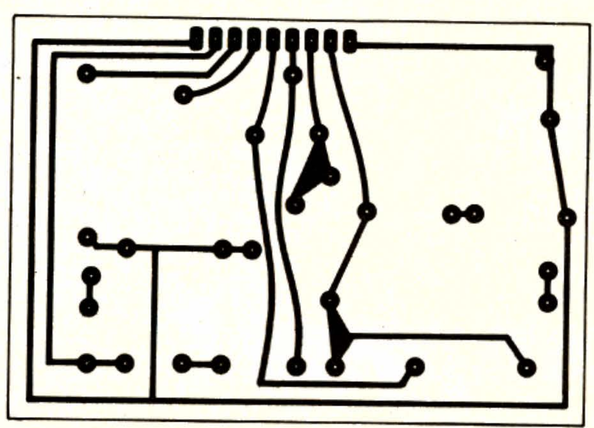


Figure 1 : schéma de principe de l'ampli BF.



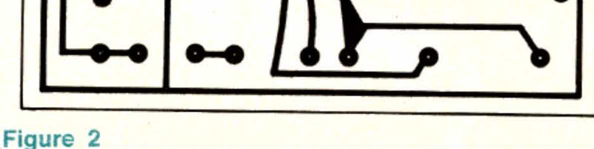


Figure 2

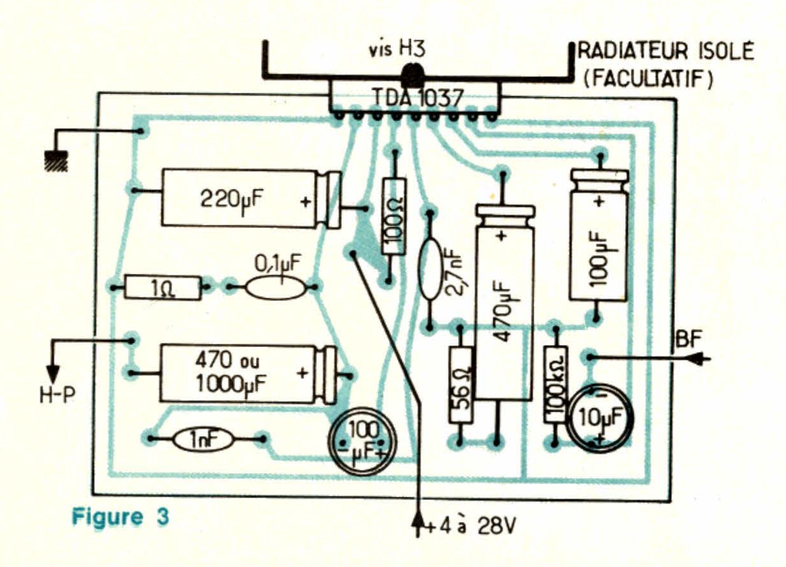
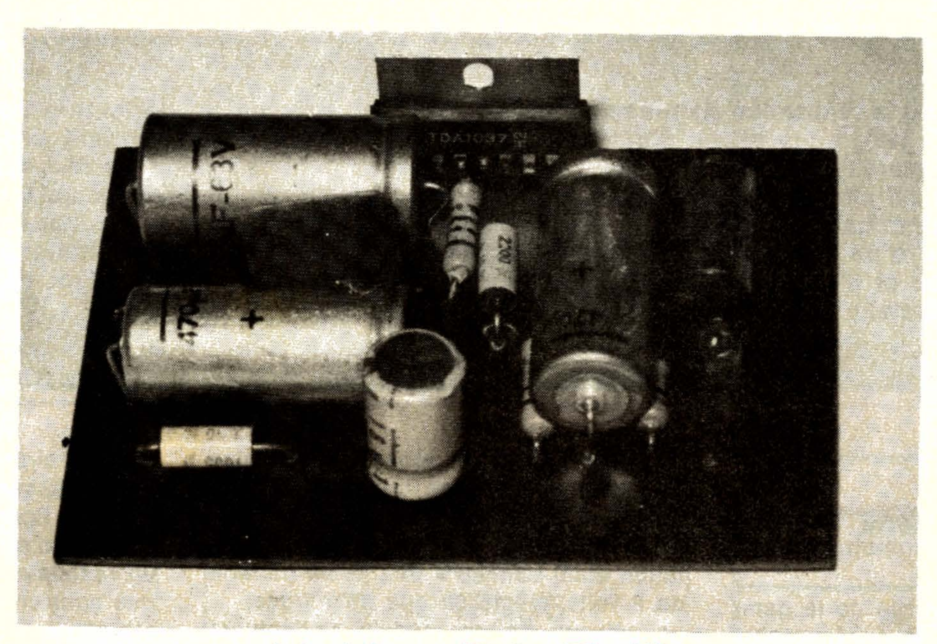


Figure 3



vue de la platine amplificateur BF cablée

II) Etude du récepteur :

Le schéma est donné **figure 4.** Notre propos sera ici de décrire une platine FI complète, dont le niveau de sortie BF est compatible avec le niveau requis à l'entrée du TDA 1037 et du TDA 1054 (voir article précédent dans cette même série). L'appareil étant monophonique, une désaccentuation à 50 µS doit être également prévue.

Le choix de la tête VHF dépendra de l'utilisation projetée et... de la place disponible dans le boîtier. Une solution simple et économique consiste à réaliser une tête à bobinages imprimés et à circuit intégré (voir notre description dans le n° 335).

La platine FI se compose d'un circuit intégré amplificateur — limiteur — démodulateur SO41 P Siemens. La sélectivité est obtenue par un filtre céramique disposé à l'entrée du montage, et un second filtre du même type réalise l'accord du discriminateur. La conséquence de ceci est **qu'aucun réglage n'est à effectuer,** les circuits se trouvant automatiquement alignés sur 10,7 MHz. Le condensateur de 10 nF placé entre les broches 8 et 11 assure une désaccentuation conforme à la norme européenne 50 µS.

Un branchement est prévu pour fournir une tension de CAF à la tête VHF si celle-ci est équipée d'un circuit adéquat. Précisons que les filtres céramiques utilisés sont des SFE 10,7 MA de Murata - Stettner.

Les **figures 5** et **6** donnent toutes les indications nécessaires au câblage de ce module : les trous de fixation des filtres seront percés avec un foret de 1 mm. On veillera à éviter de plier les pattes des filtres au ras de l'enrobage, à respecter le sens de branchement, et à ne pas s'attarder sur les soudures : il est préférable de souder une patte du premier filtre, puis une patte du circuit intégré, puis une patte du second filtre, avant de passer à la seconde patte du

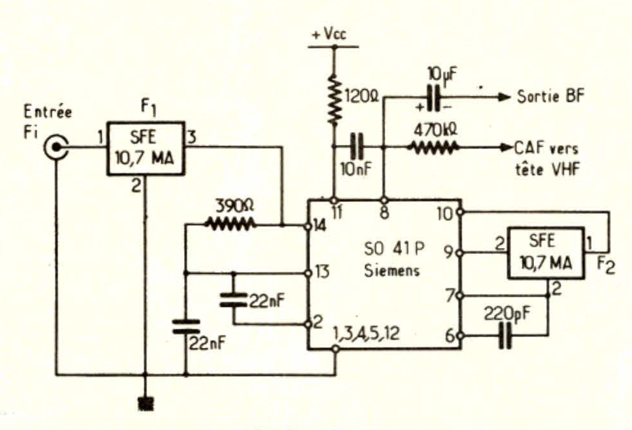


Figure 4 : schéma de principe de la platine FI.

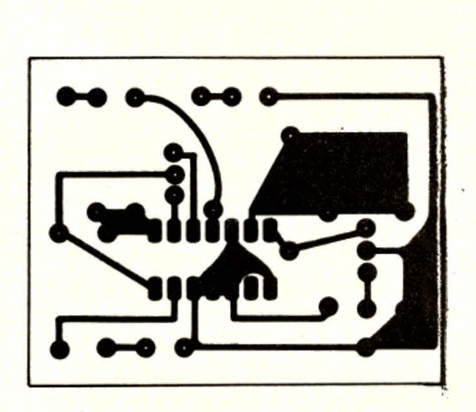


Figure 5

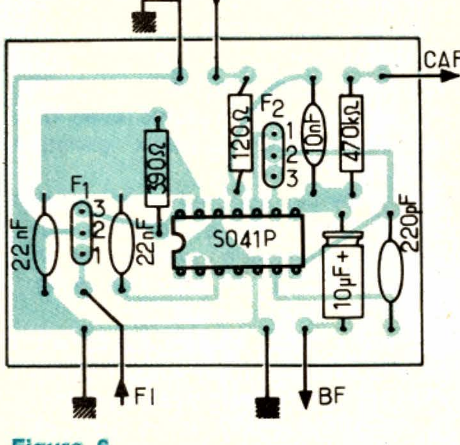
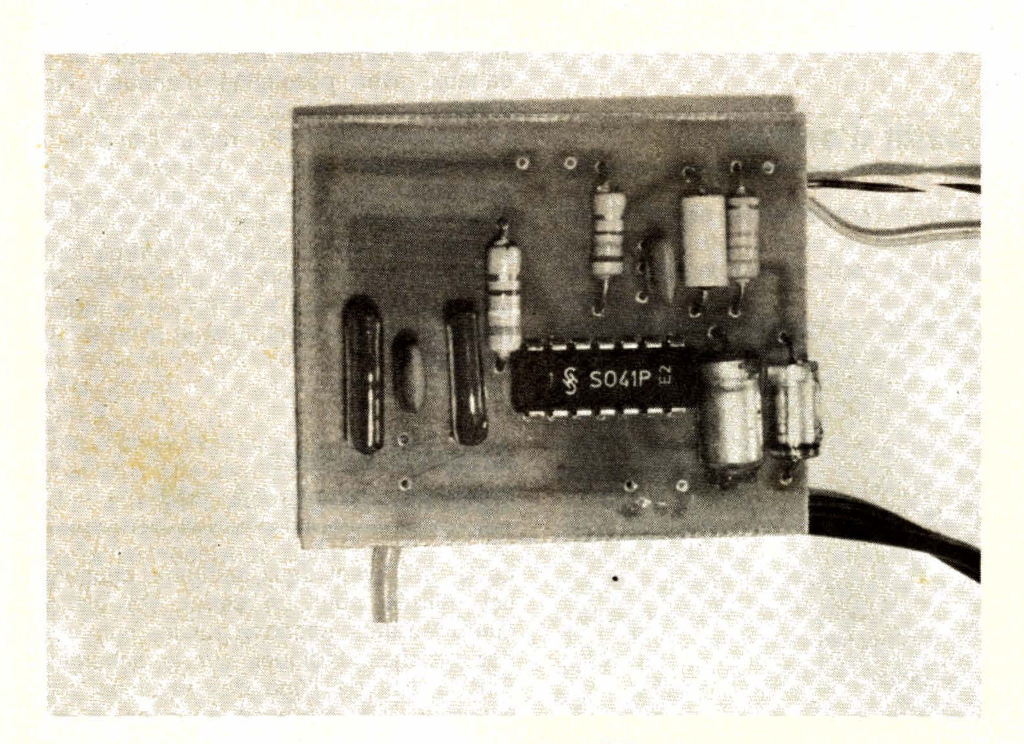


Figure 6



Vue du récepteur FM

premier filtre, et ainsi de suite. Ce module doit fonctionner dès la dernière soudure achevée : il peut s'alimenter sous une tension comprise entre 4 V et 15 V et est adaptable à tous les types de têtes VHF sortant sur 10,7 MHz. Le niveau de sortie BF est d'environ 100 mV pour des tensions FI d'entrée supérieures à 30 µV.
En attendant la construction complète du magnétophone à radio incorporée, il est déjà possible d'écouter la FM en connectant ce module à l'ampli BF au moyen d'un potentiomètre de 10 kΩ.

Patrick GUEULLE

Nomenclature ampli BF

1 circuit intégré TDA 1037 Siemens
1 potentiomètre 10 KΩ LOG

Condensateurs chimiques 10 V :

1 × 470 µF ou 1000 µF
1 × 470 µF
1 × 220 µF
2 × 100 µF
1 × 10 µF

Condensateurs céramique ou plastique :

1 × 1 nF
1 × 2,7 nF
1 × 0,1 µF

Résistances 5 % 1/2 W :

1 × 1 Ω
1 × 56 Ω
1 × 100 Ω
1 × 100 KΩ

Nomenclature platine FI :

1 circuit intégré SO41 P Siemens
2 filtres céramique SFE 10,7 MA Murata/Stettner.

Condensateurs :

1 × 10 µF chimique
1 × 220 pF }
1 × 10 nF } céramique
2 × 22 nF }

Résistances 5 % 1/4 W :

1 × 120 Ω
1 × 390 Ω
1 × 470 KΩ (facultatif)

PRESSE TECHNIQUE ÉTRANGÈRE

Alimentation ± 9 V et ± 12 V

Les montages analysés dans cette revue de la presse technique étrangère, nécessitent des alimentations de ± 9 V et le ± 12 V.

A la **figure 1** on donne le schéma d'une alimentation donnant ± 12 V et utilisant deux diodes redresseuses D_I et D_2, deux condensateurs de filtrage C_I et C_2, deux résistances et deux diodes zener assurant la stabilisation.

Le primaire est à prises pour adaptation aux diverses tensions des secteurs alternatifs.

On prévoira un secondaire de 12,6 V environ pour obtenir après filtrage, 12 V continus à chaque entrée.

Les valeurs des éléments dépendent des courants nécessaires. R_I et R_2 seront de 100 à 1 000 Ω, C_I et C_2 de 250 µF 18 V service, D_I et D_2 des diodes comme 1N914 pour de faibles courants et des diodes plus puissantes pour des courants plus élevés.

De même, adopter aux sorties des diodes zener de 12 V.

Pour ± 9 V, même montage mais réduire la tension du secondaire à 9,5 à 10 V, et adopter des diodes zener de 9 V.

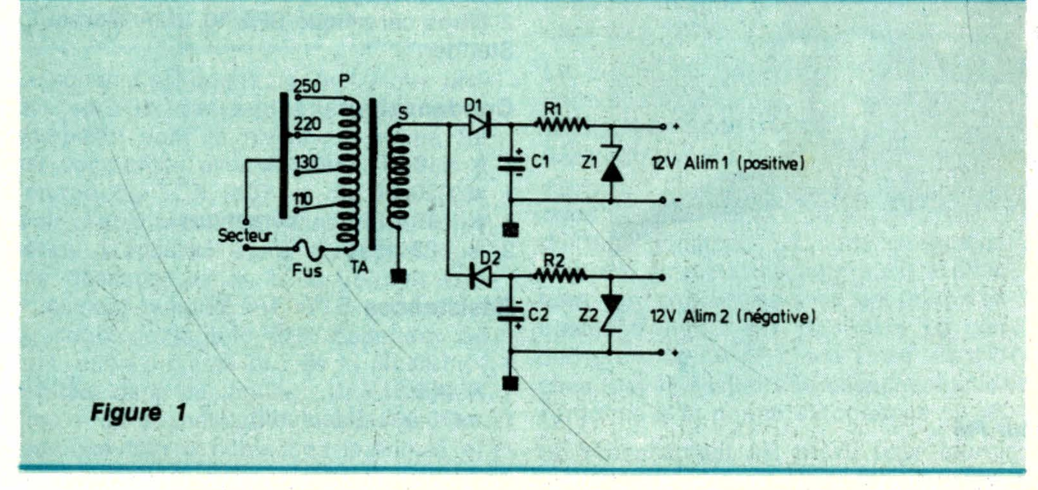


Figure 1

Mélangeur à 5 entrées et 2 sorties

Le montage de la **figure 2** a été proposé, dans « Popular Electronics » d'octobre 1976, par James Barbarello.

Il s'agit d'un mélangeur à n entrées (par exemple cinq comme indiqué sur le schéma) et deux sorties utilisables avec un système amplificateur à deux canaux identiques.

L'originalité de cet appareil réside dans l'équilibrage autonome de chaque circuit d'entrée, réalisable avec P_I et P_2 pour l'entrée 1, P_3 et P_4 pour l'entrée 2, etc.

D'autre part, chaque sortie est connectée à un élément de circuit intégré constituant ainsi un séparateur-adaptateur entre le mélangeur et les entrées de l'amplificateur à deux canaux qui recevront chacun les signaux mélangés et dosés des entrées.

Dispositif d'entrée

Soit l'entrée 1 recevant le signal d'une source sonore.

Le signal est appliqué sur la totalité de P_I et le circuit R_2 — R_4 transmet le signal dosé par la position du curseur du potentiomètre, à la ligne du canal 1 sur laquelle se mélangent les signaux de toutes les entrées.

Cette « ligne canal 1 » aboutit à l'entrée inverseuse de l'élément CI-1, du circuit intégré à deux éléments, µA 747, dont les points de branchement sont indiqués sur le schéma.

En revenant à l'entrée 1 on voit que le signal de cette entrée est également transmis par R_I à P_2 dont le curseur est à la masse et à R_3 reliée à la « ligne canal 2 ».

Le dosage du signal 1 destiné au canal 2 se fait avec P_2 de la manière suivante : le signal transmis à la « ligne canal 2 » est nul lorsque le curseur de P_2 est au point y. En effet, dans ce cas le point y est à la masse et aucun signal ne peut être transmis par R_3 au canal 2.

Si le curseur de P_2 est au point x, le signal transmis à R_3 et au canal 2 est maximum. Par contre, le point x étant à la masse, aucun signal ne passe par R_4 et ne peut parvenir au canal 1.

Le potentiomètre P_2 sert, par conséquent, à l'équilibrage des amplitudes des signaux identiques transmis aux deux canaux, avec possibilité d'annuler l'un d'eux.

Le potentiomètre P_I règle l'amplitude pour les deux canaux. Lorsque le curseur de P_I est à la masse, aucun signal n'est transmis aux canaux 1 et 2.

Comme les autres réseaux d'entrée sont identiques au premier, le fonctionnement des potentiomètres P_3 à P_9 est le même que celui des potentiomètres P_I et P_2 de l'entrée 1.

Amplificateurs opérationnels µA 747

Le CI 747 ayant deux sections, chacune est utilisée pour un canal. On distinguera les deux sections par les numéros des broches, indiqués sur le schéma.

Soit le cas de l'une des sections, par exemple CI-1, attribuée au canal 1, de gauche par exemple.

Le signal mélangé est appliqué à l'entrée inverseuse EI point 1, tandis que

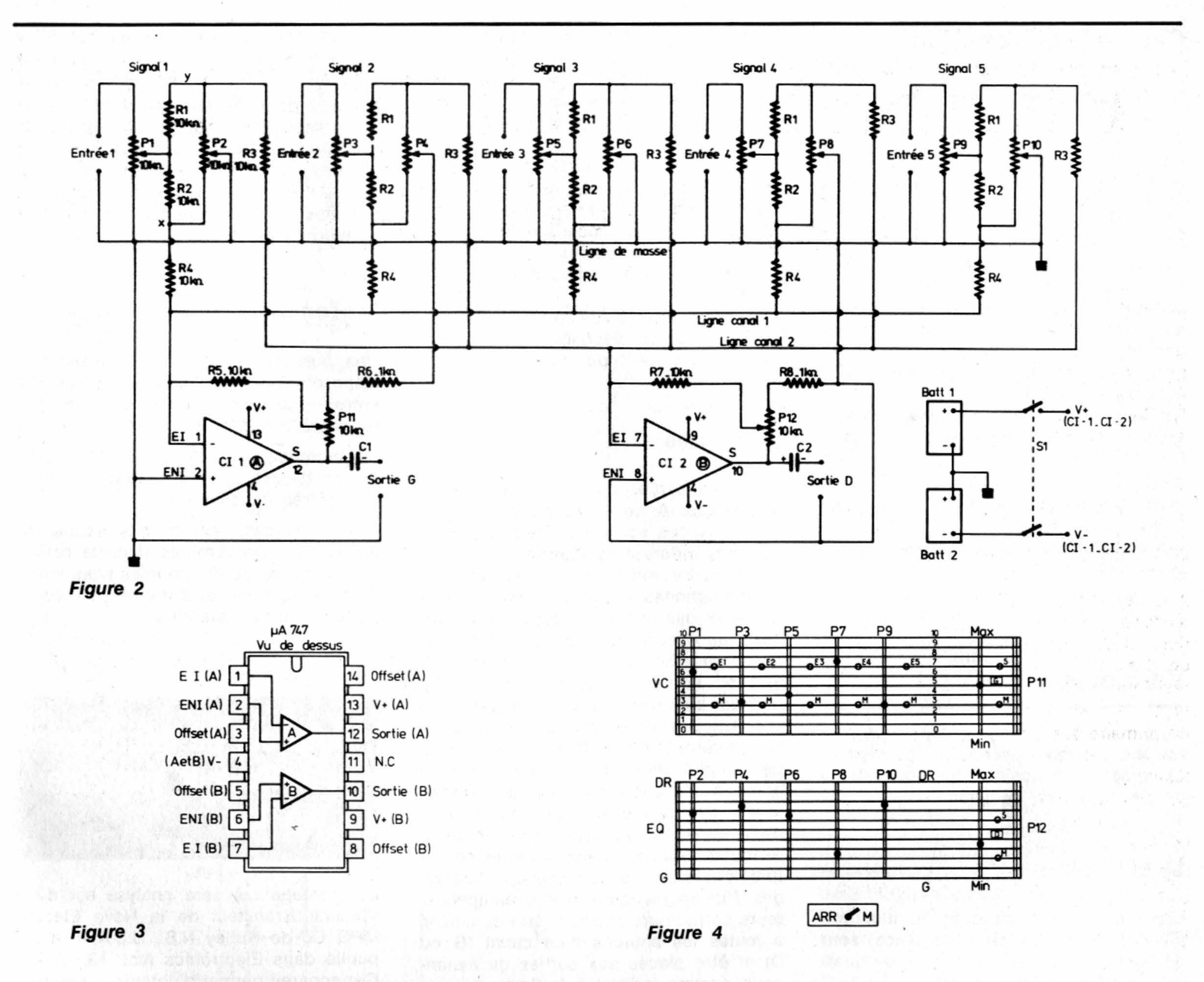


Figure 2

Figure 3

Figure 4

l'entrée non inverseuse ENI, point 2 est mise à la ligne de masse, la même que celle des réseaux d'entrée du mélangeur proprement dit.

De ce fait, il sera possible de prévoir une boucle de contre-réaction entre la sortie, point 12 et l'entrée inverseuse, point 1.

Cette contre-réaction est réalisée avec R_5 et P_{II}. Elle est non sélective, c'est-à-dire agissant à toutes les fréquences. Grâce à P_{II}, la contre-réaction est réglable, ce qui équivaut aussi à un réglage de gain du CI. Plus la CR est intense (P_{I0} de résistance en service, plus faible), plus le gain est réduit.

Le CI μA 747 existe en deux versions, l'une avec boîtier rectangulaire à 14 broches, l'autre en boîtier cylindrique à 10 fils qui ne sera pas utilisé dans ce montage.

On a adopté dans le présent montage le μA 747 en boîtier rectangulaire à 14 broches qui est représenté, vu de **dessus** à la **figure 3.** On laissera en l'air (non connectées) les broches 3, 5, 8, 14 et 11 qui, d'ailleurs, ne sont pas mentionnées sur le schéma de la **figure 2.**

Le μA 747 peut fonctionner avec deux alimentations de 18 V **max. chacune,** la valeur **normale** est toutefois 15 V max. et celle à adopter dans ce montage proposé est de 9 V seulement par batterie. Avec ± 9 V, la consommation est de 23 mW environ par élément, donc 46 mW pour le μA 747 tout entier.

On pourra alimenter ce mélangeur sur piles ou sur un montage à redresseur, à partir du secteur.

La partie mélangeuse ne consomme rien et on peut en augmenter le nombre d'entrées jusqu'à 10 si on le désire ou, au contraire, diminuer leur nombre.

Valeur des éléments. Toutes les résistances et tous les potentiomètres sont de 10 kΩ, sauf R_6 et R_8 qui sont de 1 kΩ.

Les résistances fixes sont de 0,25 W avec tolérance de ± 5 %.

Les condensateurs C_I et C_2 sont de 1 μF, électrolytique 16 V service.

Cet appareil est destiné surtout à des sources de signaux de même nature, par exemple des microphones.

Les entrées sont de faible impédance. A noter que cet ensemble utilise un amplificateur stéréo mais l'audition sera monophonique malgré les deux groupes, G et D de haut-parleurs.

Grâce aux potentiomètres P_I et P_2 et P_{I1} et P_{I2} d'autre part, on pourra, toutefois, équilibrer la puissance de deux groupes.

Cas de la stéréophonie

Pour la vraie stéréo, on devra procéder d'une autre manière.

Les sources de signaux seront alors de deux sortes : celles destinées au canal gauche et celles destinées au canal droit. Si le nombre des entrées est pair n = 2m, on disposera de m entrées pour chaque canal stéréo. On prendra par exemple n = 4 ou 6 ou 8, etc. Soit n = 4 par exemple, l'entrée 5 restant inutilisée. On pourra la court-circuiter ou s'en servir pour des annonces. Le court-circuit est obtenu en plaçant P_9 à la graduation zéro qui correspond à la mise à la masse du curseur.

L'appareil peut être muni d'un cadran comme celui de la **figure 4** par exemple. Dans ce cas, les cinq entrées seront E_1 - M, E_3 - M... E_5 - M, les bornes M étant celles de masse, reliées aux points inférieurs de P_1, P_3... P_9.

Les sorties seront disposées à droite des potentiomètres P_{11} et P_{12}.

Variantes

En partant du montage décrit, nous proposons quelques variantes permettant d'augmenter le nombre des applications de ce mélangeur original.

1) Entrées

Les entrées prévues dans le montage proposé dans Popular Electronics, sont de faible impédance, de l'ordre de quelques milliers d'ohms.

On ne pourra connecter, à ces entrées, que des sources de signaux de faibles impédances également. Si les sources sont de forte impédance (plus grande que 10 kΩ), des dispositifs d'adaptation seront nécessaires.

Ceux-ci auront une forte impédance à l'entrée et une faible impédance (plus faible que 5 000 Ω) à la sortie. Comme certaines sources nécessitent des préamplificateurs correcteurs, ceux-ci pourront servir également d'adaptateurs d'impédance.

Voici à la **figure 5** le branchement d'un préamplificateur disposé entre la source 1 et l'entrée 1 du mélangeur.

2) Sorties

Aux deux sorties on branchera les amplificateurs. A ce sujet, on notera que le niveau des sources de signaux peut être très différent de l'une à l'autre. Par exemple, les microphones, les têtes de magnétophones, les pick-up magnétiques donnent des signaux relativement faibles, de l'ordre de quelques millivolts, tandis que les sources comme les suivantes : sorties radio, sorties son TV, pick-up piezoélectrique (ou céramique) donnent des tensions plus élevées, de l'ordre de 0,5 V.

Les amplificateurs proprement dits sont aptes à s'adapter aux niveaux élevés, tandis que si les signaux sont faibles, des préamplificateurs seront nécessaires. Si toutes ces sources sont de même nature, par exemple des microphones ou des PU magnétiques, les préamplificateurs correcteurs pourront être communs à toutes les sources d'un canal (G ou D) et être placés aux sorties du mélangeur, comme indiqué à la **figure 6.**

On suppose qu'il y a deux sources S_1 et S_2 pour le canal de gauche et deux sources S_3 et S_4 pour le canal de droite.

On les branchera aux entrées 1, 2, 3 et 4 et on réglera les potentiomètres EQ de manière à ce que les signaux de ces sources aboutissent aux sorties SG et SD. A ces sorties seront connectés les préamplificateurs correcteurs ou non correcteurs selon le cas.

3) Tonalités

Des circuits de tonalité pourront être disposés après les sorties SG et SD, entre les préamplificateurs s'il y en a, et les amplificateurs.

Un montage plus perfectionné pourrait comporter des circuits de tonalité à chaque entrée du mélangeur.

Selon les cas, les circuits auxiliaires pourront être incorporés dans le coffret du mélangeur ou être montés sous forme d'unités autonomes, à monter à l'entrée ou la sortie du mélangeur.

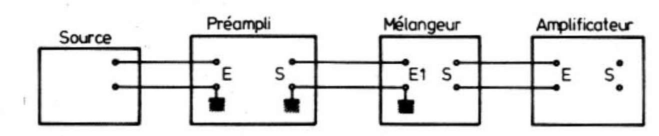


Figure 5

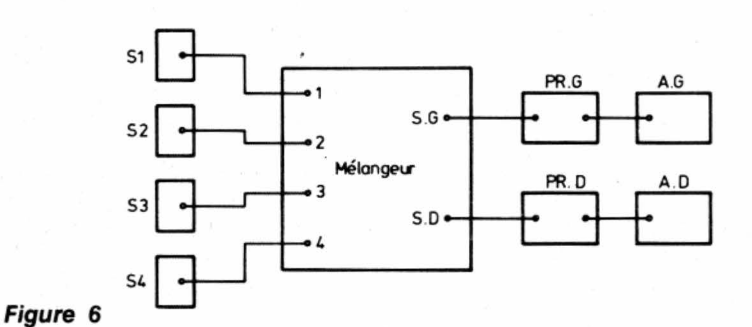


Figure 6

Doubleur de fréquence et déphaseur ajustable à flip-flop

Le montage qui sera analysé est dû à Vladimir Brunstein de la Nova Electric MPG Co de Nutley N.S., U.S.A. Il a été publié dans Electronics (vol. 49, n° 21). Cet appareil permet d'obtenir, à une sortie, un signal rectangulaire à la fréquence 2 f_{in}, le signal d'entrée étant rectangulaire à la fréquence f_{in} (voir **figure 7**).

De plus, à la seconde sortie, on peut obtenir un signal rectangulaire, comme celui d'entrée, à la fréquence f_{in} mais pouvant être décalé à volonté entre 0 et une demi-période. La forme des signaux est indiquée à la **figure 8,** de (a) à (f).

L'entrée du signal à traiter, de fréquence f_{in}, est au point 3 du circuit intégré MOS, du type CD 4009 A, qui possède six éléments dont un seul est utilisé. Cet élément est accessible par les points 3, 1, 16, 2 et son alimentation est de 12 V.

Le signal d'entrée est amplifié par CI - 1 Le signal de sortie est obtenu au point 2 de ce CI. Le gain de tension est de 1 environ.

Le doublement de fréquence est obtenu en utilisant les deux signaux, celui d'entrée et celui de sortie.

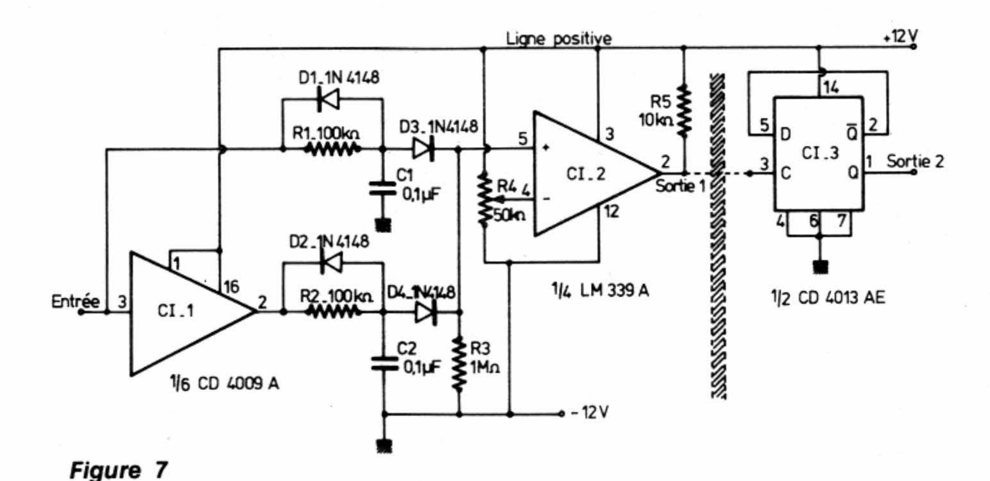


Figure 7

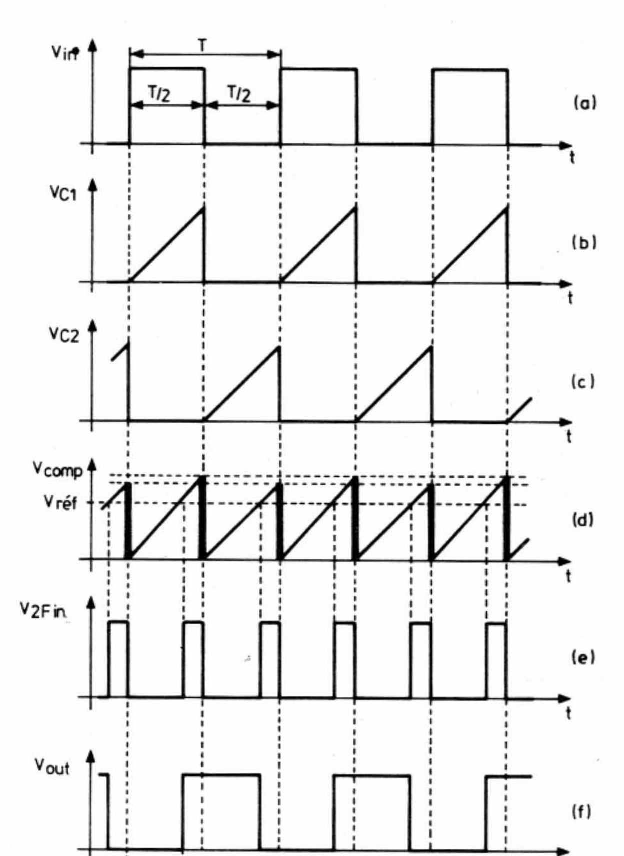


Figure 8

Chacun de ces signaux passe par un circuit intégrateur composé de R_1C_1 et D_1 pour le signal d'entrée et de R_2C_2 et D_2 pour le signal de sortie. Comme ces signaux sont opposés l'un par rapport à l'autre, le signal aux bornes de C_1 est de même forme que celui aux bornes de C_2 mais décalé d'une demi-période. A noter le rapport cyclique de 50 % du signal d'entrée. Les deux signaux étant additionnés, leur somme est un signal en dents de scie de fréquence double. En effet, considérons les formes des signaux, quelque peu idéalisées, de la **figure 8.**

Le signal (a), après intégration, par un circuit de constante de temps T_0 de valeur convenable, donne au cours de la première demi-période, une pointe assimilable à la montée d'un signal en dent de scie. Ensuite, pendant la seconde demi-période, le palier inférieur est reproduit tel quel.

Cela donne le signal (b).

Le signal inversé, pris à la sortie de CI - 1, donne, par intégration, une pointe pendant la seconde demi-période et un palier inférieur pendant la première, comme on le montre en (c).

Il est donc clair que le signal somme, appliqué à l'entrée non inverseuse de CI - 2, présentera des pointes à toutes les demi-périodes, ce qui signifie que sa fréquence est 2 f_{in}, car sa période est T/2.

La forme du signal à la fréquence 2 f_{in} est indiquée en (d) de la **figure 8.**

On remarquera que le CI - 2 est un comparateur, entre le signal (d) provenant du système doubleur et le signal antenne, pris sur le curseur du potentiomètre R_4.

Le signal en dents de scie est appliqué à l'entrée non inverseuse et la tension continue, à l'entrée inverseuse de ce même CI - 2. Le signal continu peut se régler entre 0 et 12 V, de la tension d'alimentation.

En désignant par V_{ref} (tension de référence), la tension sur le curseur de R_4 et au point 4 de CI - 2, on verra sur le diagramme (d) l'emplacement de cette tension dont le niveau est réglable.

A la sortie du comparateur, le signal, à la fréquence 2 f_{in}, a la forme rectangulaire indiquée en (e).

Le signal (e) n'est pas à périodes partielles égales, c'est-à-dire à rapport cyclique de 50 %.

Ce rapport dépend de la tension de référence appliquée à l'entrée inverseuse de CI - 2 et peut par conséquent être modifié.

Le déphaseur flip-flop

La seconde partie du montage proposé par V. Brunstein, est aussi intéressante que la première.

Elle est représentée à droite de la ligne de séparation et réalisée avec CI - 3.

Sa fonction est de donner, à la sortie, un signal à la fréquence f_{in}, donc même fréquence qu'à l'entrée de cet appareil, mais décalable de $\Delta\theta$. Cela est visible en (f) **figure 8.** Le circuit intégré CI - 3 est un flip flop. On notera que $\Delta\theta$ variera avec la position du curseur de R_4, c'est-à-dire avec V_{ref}, mais dans tous les cas, le rapport cyclique sera 50 %, c'est-à-dire périodes partielles égales à T/2.

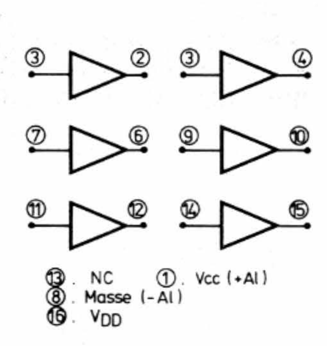


Figure 9

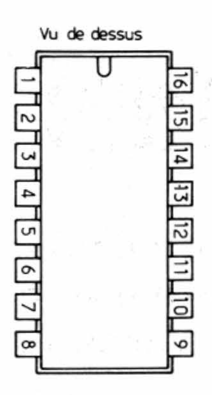


Figure 10

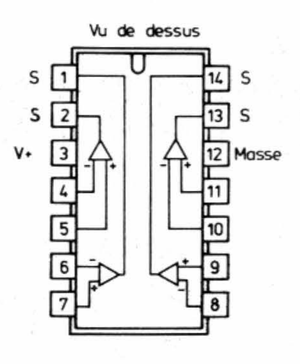


Figure 11

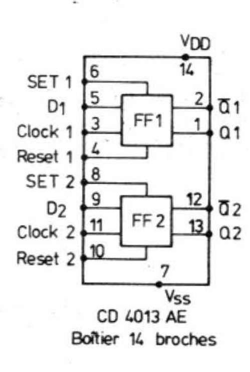


Figure 12

Ce montage est théoriquement apériodique, mais il y a des limitations imposées par les valeurs des éléments et les possibilités des CI, en particulier du comparateur.
Les valeurs des circuits intégrateurs conviennent à des signaux dont f_{in} est de l'ordre de 50 à 60 Hz.
Remarquons que la constante de temps de ces circuits est :

$$T_0 = 1/100 = 0,01 \text{ s}$$

La période T d'un signal à 60 Hz par exemple est :

$$T = \frac{1}{60} = 0,0166 \text{ s}$$

Le rapport T/T_0 est donc égal à 1,66. Pratiquement, les valeurs des condensateurs C_1 et C_2 seront proportionnelles à la période T du signal ou inversement proportionnelle à la fréquence, si les résistances R_1 et R_2 restent fixes.
Dans ce cas, si f_{in} = 600 Hz, par exemple C_1 et C_2 seront 10 fois plus faibles, donc, de 10 nF au lieu de 0,1 µF. La limitation de la bande des fréquences des signaux pouvant être traités comme on vient de l'indiquer, dépend aussi du CI choisi comme comparateur.

Composants utilisés

Les résistances et le potentiomètre peuvent être de 0,5 W, avec tolérance de ± 5 % ou même 10 %. De même, les valeurs de C_1 et C_2 ne sont pas critiques mais on s'efforcera à ce que R_1 et R_2 d'une part, et C_1 et C_2 d'autre part, soient égaux à peu de chose près.
En ce qui concerne les CI, voici quelques indications à leur sujet.
Le CI type CD 4009 A que l'on peut trouver chez plusieurs fabricants, par exemple à la RCA, est un sextuple « buffer », c'est-à-dire un ensemble de six éléments amplificateurs tampon inverseurs.

La composition du CD 4009 A est indiquée à la **figure 9.** Chaque amplificateur est accessible par une entrée inverseuse et une sortie. Les points d'alimentation : 8 = masse et — alimentation, 13 = V_{cc} = + alimentation et 16 = V_{dd}, sont communs aux six éléments.

Dans le montage analysé, on reliera les points 16 et 1 (V_{dd} et V_{cc}) ensemble au + 12 V. Les autres 5 éléments ne seront pas connectés. Le CD 4009 A est monté dans un boîtier à 16 broches, comme indiqué sur la **figure 10.**

Le CI - 2 est un des quatre éléments d'un LM 339 A. Ce CI est fabriqué par National et autres fabricants.

Chaque élément est un comparateur. Le boîtier de ce CI est à 14 broches et le montage intérieur simplifié est indiqué à la **figure 11.**

Dans ce montage proposé, on a utilisé l'élément dont les entrées sont aux points 5 et 4 et la sortie au point 2. Le + 12 V est au point 3 et le — (ou masse) au point 12. Le CI - 3 est du type CD 4013 AE, un RCA par exemple. Ce circuit intégré contient deux éléments dont un seul est utilisé. Chaque élément est un flip-flop. Voici à la **figure 12** la composition simplifiée dans l'ordre sur la figure.

On a utilisé dans le montage proposé l'élément FF1 dont les broches sont 1, 2, 3, 5, 6. L'alimentation est de 12 V avec le + à la broche 14 et le — à la broche 7. Les points 4 et 6 sont connectés au point 7 et à la masse et — alimentation.

Les points du deuxième élément FF2 ne sont pas utilisés et doivent être laissés en l'air.

Remarquons que la partie à droite de la séparation, à CI CD 4013 AE peut être supprimée si elle n'est pas nécessaire dans une application donnée.

D'autre part, le signal (e) ainsi que le signal (d) peuvent être modifiés à l'aide de circuits RC, RL, LR, etc., ou des filtres actifs pour obtenir d'autres formes de signaux.
La bande des fréquences des signaux est toutefois limitée et dans certaines applications on pourrait préférer les diviseurs de fréquence qui fonctionnent dans des bandes extrêmement larges.

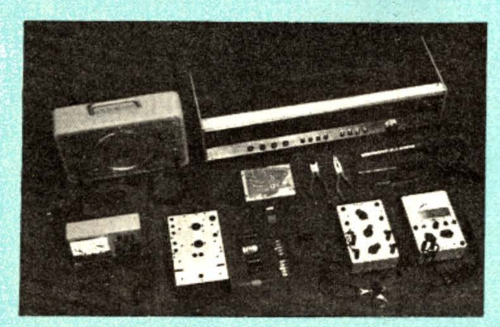
■

l'électronique: un métier d'avenir

Votre avenir est une question de choix : vous pouvez vous contenter de "gagner votre vie" ou bien décider de réussir votre carrière.

Eurelec vous donne les moyens de cette réussite. En travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel. Eurelec, c'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés, progressifs, d'un niveau équivalent à celui du C.A.P. Un professeur unique qui vous suit, vous conseille, vous épaule, du début à la fin de votre cours.

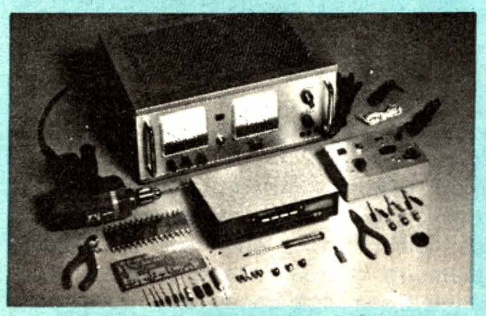
Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien. Stage de fin d'études : à la fin de votre cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit de 15 jours, dans les laboratoires EURELEC, à Dijon.



Electronique

Débouchés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, T.V. noir et blanc, T.V. couleur (on manque de techniciens dépanneurs), transistors, mesures électroniques, etc.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.



Electronique industrielle

Elle offre au technicien spécialisé un vaste champ d'activité : régulation, contrôles automatiques, asservissements dans des secteurs industriels de plus en plus nombreux et variés.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.



Electrotechnique

Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micromoteurs, électricité automobile, électroménager, etc.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.

Cette offre vous est destinée : lisez-la attentivement

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle sur la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre d'examiner CHEZ VOUS — gratuitement et sans engagement — le premier envoi du cours que vous désirez suivre (ensemble de leçons théoriques et pratiques, ainsi que le matériel correspondant aux exercices pratiques).

Il ne s'agit pas d'un contrat. Vous demeurez entièrement libre de nous retourner cet envoi dans les délais fixés. Si vous le conservez, vous suivrez votre cours en gardant toujours la possibilité de modifier le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois. Aucune indemnité ne vous sera demandée. Complétez le bon ci-après et **présentez-le au Centre Régional EURELEC le plus proche de votre domicile** ou postez-le aujourd'hui même.



eurelec
institut privé d'enseignement à distance
21000 DIJON

dolci

CENTRES REGIONAUX

21000 DIJON (Siège Social)
Rue Fernand-Holweck
Tél. : 30.12.00

75011 PARIS
116, rue J.P.-Timbaud
Tél. : 355.28.30/31

59000 LILLE
78/80, rue Léon-Gambetta
Tél. : 57.09.68

69002 LYON
23, rue Thomassin
Tél. : 37.03.13

13007 MARSEILLE
104, boulevard de la Corderie
Tél. : 54.38.07

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
Tél. : 45.10.04

INSTITUTS ASSOCIES

BENELUX
230, rue de Brabant
1030 BRUXELLES

ST-DENIS DE LA REUNION
134, rue du Mal-Leclerc
LA REUNION

TUNISIE
21 ter, rue Charles-de-Gaulle
TUNIS

SUISSE
5, route des Acacias
1211 GENEVE 24

COTE D'IVOIRE
23, rue des Selliers
(près Ecole Oisillons)
B.P. 7069 - ABIDJAN

MAROC
6, avenue du 2-Mars
CASABLANCA

bon d'examen gratuit

F 380

JE SOUSSIGNÉ :
NOM : ______ PRÉNOM : ______
DOMICILIÉ : RUE ______
______ N° ______
VILLE : ______ CODE POST. : ______

désire examiner, à l'adresse ci-dessus, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel du cours de :

- Si je ne suis pas intéressé je vous le renverrai dans son emballage d'origine **et je ne vous devrai rien.**
- Si au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi chaque mois, soit :

Cours de :

☐ RADIO-STÉRÉO A TRANSISTORS
25 envois de 166 F + 10 F (frais d'envoi).

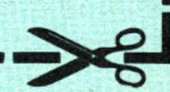
☐ ÉLECTROTECHNIQUE
17 envois de 134 F + 10 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 67 F + 10 F (frais d'envoi).

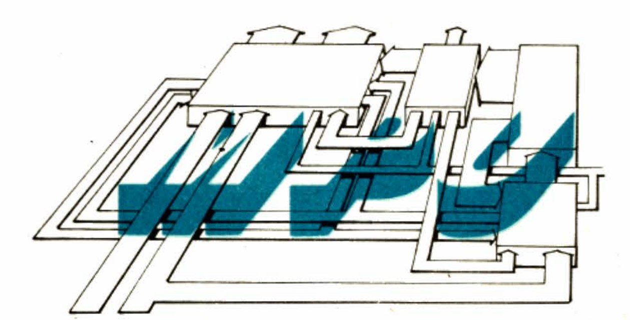
☐ ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE
23 envois de 164 F + 10 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 82 F + 10 F (frais d'envoi).

que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 6,40 F de taxe des P.T.T.).
Dans ce cas, je reste libre de modifier le mode et le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et **je ne vous devrai rien.**

Date et signature
(pour les enfants mineurs signature du représentant légal).

Bon à adresser à Eurelec - 21000 Dijon





INITIATION AUX MICROPROCESSEURS

IV) La logique séquentielle programmée Le microprocesseur

Si nous ne nous attardons pas sur les logiques séquentielles asynchrones et synchrones, c'est que l'approche et voire même l'utilisation des microprocesseurs, ne nécessitent pas obligatoirement d'en avoir une connaissance très approfondie. En effet nous allons aborder la logique programmée comme une logique particulière ayant ses propres règles et qui n'utilisera que des circuits de logique combinatoire élémentaires. Toutefois la structure physique d'un microprocesseur relève de la logique séquentielle synchrone, nous verrons pourquoi par la suite.
Au début de cet article nous nous sommes dotés des fonctions combinatoires élémentaires suivantes : le ET, le OU et le PAS. Pour « fabriquer » un microprocesseur, nous allons nous attribuer deux autres circuits et préciser leurs caractéristiques.

1 — Les bascules flip-flop

Considérons le schéma de la **figure 6-1.** Nous constatons que lorsque l'on applique sur l'entrée D de ce circuit un « 1 » ou un « 0 », celui-ci est conservé dans un état stable jusqu'à ce que l'on applique un nouvel élément binaire. Nous pouvons donc, avec ce montage « mémoriser » l'état « 0 » ou « 1 » d'un élément binaire. Un ensemble de plusieurs de ces bascules pourra mémoriser une expression binaire et est appelé registre. Le type de bascule présenté **figure 6-A** est loin d'être le seul type de « case » mémoire utilisée dans la pratique. Nous admettrons également que nous puissions utiliser des registres dits à décalage ou possibilité de décalage, c'est-à-dire des registres dans lesquels sur une impulsion donnée le signal contenu dans une case peut passer dans la case voisine. Ceci de telle sorte que ce signal entraîne ses voisins dans ce déplacement.

2 — L'horloge

C'est un circuit qui délivre des signaux à des intervalles de temps déterminés. Ils peuvent avoir plusieurs « phases », c'est-à-dire émettre des signaux distincts, mais tous corrélatifs et s'appuyant sur la même base de temps. Grâce à ces phases nous pourrons mener de front plusieurs opérations (autant que de phases) dans notre système.

A titre d'exemple nous pouvons considérer **(figure 6-B)** l'horloge de base du microprocesseur 8080, c'est une horloge biphase (Q_1, Q_2) à partir de laquelle on définit des « cycles de base » (un cycle correspondant à la lecture ou à l'écriture d'une case mémoire) chaque cycle étant lui-même décomposé en une suite « d'états » (dans notre exemple le signal SYNC n'apparaît que dans le premier état de chaque cycle).
Reprenons maintenant le problème que nous nous étions posé au départ : exécuter une fonction logique entre deux expressions binaires A et B pour obtenir une expression binaire résultat R.
Nous avons vu que quelle que soit cette fonction elle pouvait se ramener à un assemblage plus ou moins complexe des fonctions élémentaires ET, OU et PAS.
L'idée est la suivante :
Nous nous autorisons à ne prendre en tout et pour tout que trois circuits logiques : un circuit ET, un circuit OU et un circuit PAS. Pour réaliser une fonction, par exemple celle que nous avions vu précédemment : $R = \bar{A} \wedge \bar{B} \vee \bar{B} \wedge A$

= (PAS A) ET B OU (PAS B) ET A faire passer les deux signaux dans l'un des circuits, stocker le résultat partiel, puis faire passer ce résultat partiel avec un autre résultat partiel ou une des données par un autre circuit et stocker le nouveau résultat obtenu et ainsi de suite jusqu'à ce qu'on obtienne le résultat final.
Réalisation de l'exemple avec le schéma de la **figure 7.**
La case appelée mémoire est une simple bascule du type de celles que nous avons défini plus haut.
La suite des événements que nous allons décrire n'est pas unique. Plusieurs cheminements peuvent, en effet, conduire au même résultat. Prenons tout d'abord

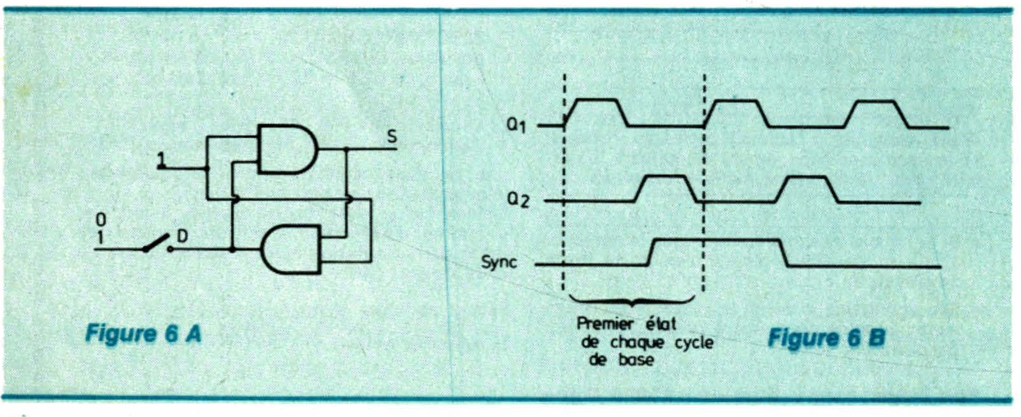


Figure 6 A

Figure 6 B

*Début de cette étude dans le précédent n°

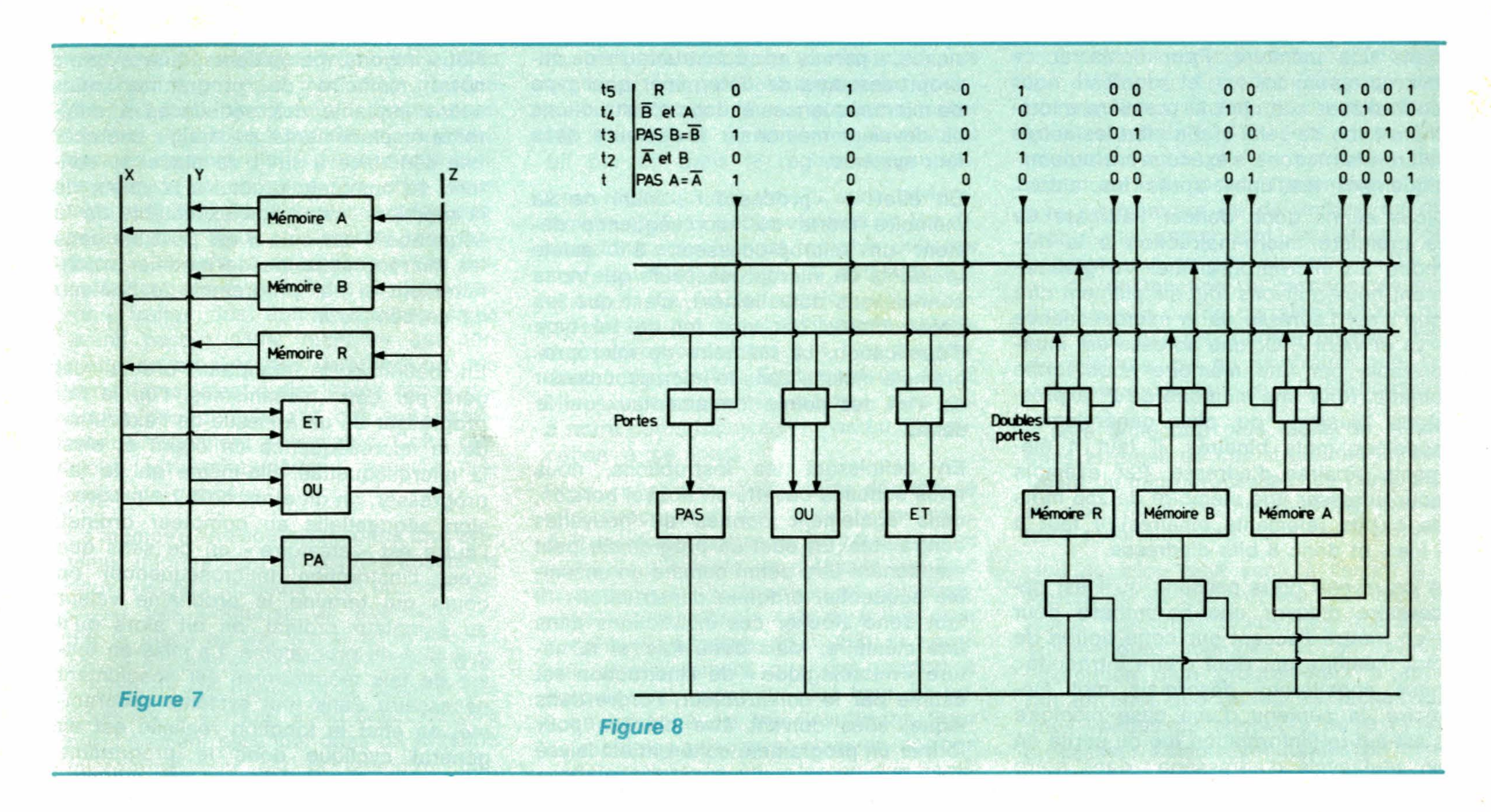


Figure 7

Figure 8

l'élément binaire A et faisons lui subir une inversion conformément au premier terme de la fonction. Pour cela, nous faisons passer le signal A sur le « fil » X puis à travers la porte PAS sur le « fil » Z jusque dans la bascule mémoire R. L'élément $\overline{A}$ est dans R et l'élément A demeure dans la bascule A. Maintenant nous devons exécuter (PAS A) ET B.

Pour cela nous faisons passer le signal $\overline{A}$ issu de R sur le fil Y et le signal B sur le fil X. Nous faisons, alors passer ces deux signaux par la porte ET et nous obtenons sur le fil Z le signal $\overline{A}$ B que nous mémorisons dans la bascule R.

Nous avons donc actuellement dans la case A, la valeur A, dans la case B, la valeur B et dans la case R, la valeur $\overline{A} \wedge B$.

Nous pouvons maintenant exécuter de la même façon $\overline{B} \wedge A$. Mais cette fois-ci nous placerons les résultats partiels dans les cases A et B puisque ces valeurs ne sont plus utilisées par la suite. Donc à la fin de ces deux opérations nous avons dans la case A la valeur $\overline{A}$, dans la case B, la valeur $\overline{B} \wedge A$ et dans la case R. la valeur $\overline{A} \wedge B$.

Il ne nous reste plus qu'à faire passer le contenu de B et le contenu de R par la porte OU pour obtenir dans R le résultat final.

$R = \overline{A} \wedge B \vee A \wedge \overline{B}$

En suivant ce processus, nous avons créé un processeur « manuel ». Essayons maintenant de le rendre automatique.

A ces fins, équipons-nous de portes telles que lorsqu'on mettra un « 1 » sur leur entrée, le signal les traversera, et par contre, lorsque l'on mettra un « 0 » sur leur entrée, le signal ne pourra pas les traverser. Pour simplifier, disons qu'avec un « 1 », le circuit est fermé, avec un « 0 » le circuit est ouvert, ou en état de haute impédance.

Le nouveau schéma est comme indiqué à la **figure 8.**

Pour éviter les conflits dans l'ouverture des portes, les changements d'état sur les entrées 1_1 à 1_{12} sont sous contrôle du générateur d'horloge, c'est la logique séquentielle synchrone.

Pour que le système soit automatique, il faut que les « 0 » et les « 1 » nécessaires à la gestion des transferts des éléments binaires apparaissent dans un ordre fixe, par ensembles complets, T1, puis T2, puis T3, etc. La solution qui apparaît la plus simple est de stocker ces expressions binaires dans une mémoire. Lorsque l'on mettra le système en œuvre, la première expression se présentera, avec le premier temps d'horloge sur les entrées 1_1 à 1_{12}, exécutera l'ouverture de portes et la fermeture d'autres. Au second temps d'horloge, c'est la deuxième expression qui sera exécutée et ainsi de suite. Nous appelerons cette expression binaire une micro-instruction. Nous venons de créer un processeur.

Mais nous ne nous en arrêterons pas là. Ce circuit, bien qu'ayant déjà les principes des « systèmes intelligents » est encore bien difficile à mettre en œuvre sous cette forme. En effet, pour réaliser des fonctions logiques entre des variables, avec ce circuit, il faut « écrire » des expressions longues et fastidieuses. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, ce n'est pas au circuit que l'on va toucher pour améliorer « l'exploitabilité » du système, mais on va essayer d'organiser les expressions binaires pour les rendre plus performantes. Nous nous acheminons vers... le logiciel (ou software).

Malgré tout nous verrons plus tard que des gains d'efficacité peuvent être obtenus en améliorant un petit peu le « matériel » (ou hardware).

Répondons donc en premier lieu à la question : comment réaliser le plus simplement possible pour l'utilisateur des fonctions logiques complexes avec un tel système ?

En analysant un problème d'automatisme, ou tout simplement de logique on se rend compte rapidement que le système est décomposable en un certain nombre de fonctions logiques répétitives. L'idée est donc la suivante : nous allons écrire une fois pour toutes et une seule fois chacune de ces fonctions. Revenons à notre dernier schéma, nous voyons que pour exécuter notre fonction de « va et vient » nous allons faire dérouler séquentiellement des ensembles d'éléments binaires contenus

dans une mémoire. Pour démarrer ce microprogramme (va et vient) il nous suffit d'aller chercher la première micro-instruction de celui-ci. En effet les autres micro-instructions s'exécuteront automatiquement les unes après les autres.

Nous allons donc donner l'adresse de la première micro-instruction à la mémoire de microprogramme. Vu globalement nous pouvons tout simplement dire que c'est l'adresse de la microséquence « va et vient ». Or une adresse est interprétable par une mémoire sous forme binaire. Pour une mémoire de 2^n expressions binaires, ou plus généralement appelées mots binaires, il faut n éléments binaires d'adresse. Par exemple pour adresser une mémoire de 256 mots de b bits (éléments binaires) il faut 8 « fils » et donc 8 bits d'adresse.

A ce niveau nous pensons qu'il est nécessaire d'ouvrir une parenthèse pour bien mettre l'accent sur cette notion de mot mémoire qui vient d'être introduite ; nous appellerons désormais mot mémoire, le contenu d'une case mémoire c'est-à-dire l'information lue ou écrite en un seul cycle d'adressage ; dans notre système un mot mémoire pourra appartenir à l'une des trois catégories suivantes :

— mot instruction,
— mot micro-instruction,
— mot donnée.

Le format d'un mot (c'est-à-dire le nombre d'éléments binaires d'information qu'il contient) peut être variable suivant sa destination. Par exemple il est parfaitement concevable d'imaginer un microprocesseur ayant un mot instruction de 8 éléments binaires, un mot de micro-instruction de 32 éléments binaires et un mot de données de 16 éléments binaires, ce qui signifie simplement que chaque microséquence pourra être appelée par une combinaison binaire de 8 e-b, que chaque micro-instruction est codée sur 32 e-b (il y aurait donc jusqu'à 2^{32} sortes de micro-instructions) et que les operandes des différentes fonctions réalisées sont codées sur 16 e-b.

Dans le cas précis évoqué précédemment il nous suffira pour appeler notre microséquence « va et vient » de fournir à la mémoire de micro-programme une et une seule expression binaire de 8 éléments. Nous appellerons cette expression une « instruction ». Si par exemple notre mémoire de 256 mots est composée de microséquences comprenant en moyenne 8 micro-instructions, notre système supportera 32 instructions.

L'analyse des problèmes posés par la logique câblée, qu'elle soit combinatoire, séquentielle synchrone ou asynchrone, par l'informatique et ses branches annexes, a permis aux constructeurs de microprocesseurs de déterminer quel type de microséquences et donc d'instructions ils devaient mémoriser à demeure dans leur système.

En effet le « processeur » muni de sa mémoire morte de microséquence devient un microprocesseur. S'il existe la variété de microprocesseurs que nous connaissons actuellement, c'est que les constructeurs ont visé tel ou tel type d'application. La mémoire de microprogramme incluse dans le microprocesseur est l'un des points fondamentaux qui le définit.

En définissant les instructions, nous nous sommes ouverts un nouvel horizon, mais également donnés de nouvelles contraintes. En effet un programme peut maintenant être défini comme un ensemble séquentiel ordonné d'instructions. Il faut donc stocker ces instructions dans une mémoire. Mais cette fois, si la nature « micrologique » de l'instruction est définie par le constructeur, l'ordre dans lequel elles doivent être placées pour former un programme cohérent est laissé à l'initiative de l'utilisateur. Nous allons donc nous munir d'une autre mémoire mais cette fois-ci adressable mot par mot. En effet, rien ne peut laisser supposer que tel mot suivra automatiquement tel autre mot. Pourtant et c'est l'utilisateur qui a intérêt à le définir ainsi, le programme est une suite d'instructions implantées à des adresses successives, jointives, en mémoire. Pour exploiter cette mémoire et introduire l'instruction adéquate dans le microprocesseur, nous allons devoir doter notre « système matériel » ou hardware d'un élément supplémentaire.

Posons-nous le problème suivant : Nous plaçons dans une mémoire entièrement adressable des mots binaires représentant les instructions dans un ordre déterminé. Comment appeler les instructions chacune leur tour et dans cet ordre.

La réponse est simple : si à la première succède la seconde instruction, et si à cette dernière succède la troisième, et ainsi de suite, il nous suffit de compter le nombre d'instructions déjà exécutées par le microprocesseur pour connaître le numéro de la suivante. Enfin nous organisons le décodage de notre mémoire de programme pour que ce numéro écrit en binaire soit l'adresse de l'instruction. Le problème est résolu, et l'élément que nous ajoutons est tout simplement un compteur d'instructions.

Celui-ci est communément appelé : compteur de programme, ou compteur ordinal (il donne des nombres dans l'ordre naturel). Ce compteur ordinal est partie intégrante du microprocesseur.

Nous voyons, par ailleurs, que si dans notre mémoire de programme nous avons implanté des séquences à différents emplacements, pour aller chercher une séquence il suffit de placer le contenu du compteur ordinal à la valeur de la première instruction exécutable de la séquence. Pour cela il est possible dans les microprecesseurs de modifier volontairement et par programme le contenu de ce compteur.

En définitive le compteur ordinal est géré par deux mécanismes, l'un le fait progresser de un à l'issue de l'exécution de la microséquence en cours et c'est la microséquence elle-même qui le fait progresser, on dit alors qu'il y a progression séquentielle au compteur ordinal, l'autre est « aléatoire » en ce sens que c'est l'instruction (microséquence) en cours qui termine la prochaine valeur au compteur ordinal, on dit alors qu'il y a saut de programme. La mise en œuvre de tels mécanismes est absolument nécessaire dans tout système programmé, en effet la fonction réalisée est en général cyclique donc le programme c'est-à-dire l'enchaînement des différentes instructions doit lui-même pouvoir être décrit de façon cyclique donc la dernière instruction du cycle doit pouvoir changer le compteur ordinal avec l'adresse de la première instruction du cycle de sorte que la fonction se revitalise automatiquement **(figure 9).**

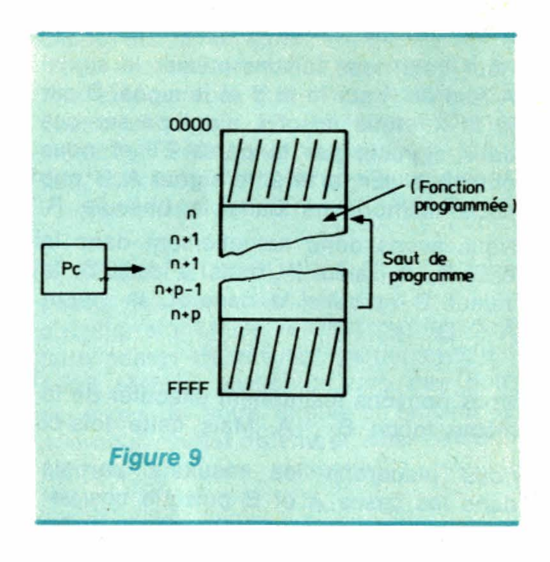


Figure 9

Si nous revenons à notre microprocesseur nous nous apercevons que nous avons jusqu'à présent négligé un élément important. En effet, au point où nous en sommes et dans l'abstrait, nous venons d'imaginer un système qui, avec les seules fonctions élémentaires ET, OU et PAS peut résoudre tous les problèmes d'automatisme, de gestion ou de calcul.

Ceci est parfaitement vrai, mais nous devons, d'une part, accroître quelque peu la partie matérielle comme nous l'avions signalé plus haut et, d'autre part, essayer de rendre plus performante l'utilisation de la mémoire. En effet, nous avons dit tout au long de l'exposé précédent que nous « rangions en mémoire », depuis le microprogramme jusqu'au langage évolué. De plus nous voulons traiter des données, donc nous avons besoin d'une mémoire qui permette de stocker des variables ou des paramètres, c'est-à-dire d'une façon générale des données et qui soit également entièrement adressable. Cette mémoire est communément appelée mémoire de données.

La mémoire, indispensable dans tout système informatique a malheureusement deux défauts majeurs : le premier est d'être très coûteuse en elle-même et par la place qu'elle prend, et le second est de nécessiter un grand nombre d'informations électriques pour décoder ses adresses. Il est tout à fait exact de dire que l'élément essentiel dans un système microprecesseur est la mémoire, car, sans elle, le microprocesseur est absolument inutilisable.

Revenons donc à notre schéma de base et voyons ce que nous devons lui adjoindre en « matériel » pour que tout ce que nous venons de voir en « logiciel » soit réalisable.

Tout d'abord, dans notre exemple, nous avons travaillé sur trois valeurs A, B et R, qui pour notre application n'étaient définies que sur un seul élément binaire. Il est plausible de faire un microprecesseur qui ne traiterait que des données d'un seul bit, mais quel gachis d'adresses mémoire. En effet pour exécuter une instruction sur une donnée, expression binaire, de plusieurs bits, il faudrait appeler de la mémoire chaque bit la constituant l'un après l'autre et exécuter l'opération sur chacun d'eux, sans compter qu'il faudrait avant l'appel de chaque bit, stocker en mémoire le bit résultat R précédent pour « libérer la place ». Dans ces conditions, une expression d'une longueur de 8 bits nécessiterait 8 adresses de mémoire. Pour que ces 8 bits soient accessibles par une seule adresse, il faut d'une part organiser l'adresse de la mémoire pour cela, ce qui est évident, mais d'autre part il faut pouvoir stocker à demeure dans le microprocesseur, au moins pendant le temps de l'opération, la donnée. Nous prévoierons donc dans le microprocesseur des registres A et B, et R susceptibles de recevoir des mots binaires de longueur, par exemple de 8 bits. Bien sûr, nos fonctions élémentaires ne traiteront pas en une seule fois les 8 bits du mot, mais si nous conférons à ces registres, les caractéristiques des registres à décalages, nous pourrons traiter les bits un par un et rentrer le résultat bit par bit dans le registre approprié.

Ces registres de travail sont généralement appelés accumulateurs et les dimensions actuellement les plus utilisées sont les 8 et 16 bits. A noter qu'il a existé et ce fut le premier, un microprocesseur à 1 bit et qu'il existe encore des microprocesseurs à 4 bits qui tendent à disparaître. Egalement un de 32 bits à « composer soi-même » mais qui à notre connaissance n'a pas eu d'application à ce jour.

Pour « aller chercher » cette donnée, le microprocesseur doit donc « envoyer » à la mémoire l'adresse. Si nous voulons adresser 256 mots de mémoire (en tout et pour tout : programme et données), nous n'avons besoin que de 8 bits pour composer l'adresse ($2^8 = 256$). Il apparait immédiatement que par rapport à ce que nous avons dit plus haut, ce volume mémoire est très insuffisant. Pour de multiples raisons et nous en verrons certaines lorsque nous ferons des applications sur des microprocesseurs, les constructeurs ont choisi presque unanimement de pouvoir adresser 65536 mots de 4, 8 ou 16 bits suivant le micro, soit 2^{16}. Une adresse de cette mémoire sera donc une expression de 16 éléments binaires ou 16 bits.

Les registres qui servent à composer l'adresse mémoire dans le microprocesseur sont appelés registres pointeurs d'adresse, ou tout simplement pointeurs. Le compteur ordinal auquel nous avons fait allusion tout à l'heure, est assimilable à un pointeur d'adresse en ce sens que son contenu est l'adresse de l'instruction suivante à exécuter, mais son rôle primordial dans le séquencement des programmes le font mettre à part. En général les microprocesseurs comportent d'autres registres utilisés dans les échanges entre l'Unité Centrale (fonctions logiques élémentaires, mémoire de microprogramme, registres) et les mémoires. En effet, dans un sens comme dans l'autre, il est nécessaire que les adresses d'un côté et les données de l'autre restent présentes pendant tout le temps de traitement, d'écriture en mémoire ou de lecture en mémoire. Ils comportent également des bascules qui se positionnent à « 0 » ou à « 1 » en fonction de certains résultats d'opérations ou de certains signaux que l'on veut par programme envoyer hors du système ou au contraire que l'on veut introduire dans le microprocesseur.

Il sera beaucoup plus facile de rentrer dans le détail de ces structures en analysant un microprocesseur en particulier, ce que nous ne manquerons pas de faire prochainement dans ces colonnes.

Une question peut venir à l'esprit à la lecture de ce qui précède : combien de temps prendront toutes ces opérations arithmétiques logiques et en général l'exécution d'un programme ? Il apparaît en effet que toutes les tâches que nous venons de confier à notre microprocesseur soient exécutables en série, c'est-à-dire les unes après les autres.

D'une façon général un système microprogrammé ne peut faire qu'une seule chose à la fois. Par ailleurs nous avons vu qu'il y avait des échanges permanents entre le microprocesseur et son environnement extérieur et en particulier avec les mémoires et les périphériques.

Plusieurs paramètres entrent en ligne de compte pour définir la vitesse de travail d'un microprocesseur. En fait pour pouvoir comparer deux systèmes à ce niveau il est souhaitable de se fonder sur l'exécution d'un morceau de programme et de comparer le temps d'exécution dans chacun des microprocesseurs que l'on désire juger. Toutefois pour ne pas éluder la question nous essaierons de tirer des valeurs moyennes en fonction de deux caractéristiques, la technologie et le format des mots analysables par le microprocesseur.

DESIGNATION	MAXIMUM	MINIMUM	CAUSES
Temps de base commandé par horloge microcycle	2 s	250 ns	Technologie
Nombre de microcycles par instruction	5 à 20	2 à 10	Dimension des mots
Nombre d'instructions de base	Une centaine	Une cinquantaine	Caractéristique présentant peu d'intérêt
Nombre d'instructions exécutables par seconde en moyenne	500 000	100 000	Technologie

Technologie	Vitesse	Volume	Coût	Consommation	Compatibilité	Type de microprocesseur
Bipolaire	très rapide	grand	moyen	élevée	TTL	3 000 Intel
MOS canal P	lent	moyen	faible	moyenne	MOS	IMP 16 PACE SC/MP 6 800 F8
MOS canal M	rapide	moyen	moyen	faible	MOS et TTL	SC/MP 8080
I2 L	rapide	faible	élevé actuellement	faible	TTL	SBP 400

Un autre point peut surprendre. Dans tout ce que nous venons de voir, le microprocesseur apparaît de conception simple d'une part, et d'autre part est relativement facile à mettre en œuvre par rapport aux autres logiques. Pourquoi ne l'avoir introduit dans la conception du matériel que depuis peu de temps ? La réponse réside dans les progrès technologiques effectués dans la microélectronique. En effet les prémices de ce principe ont été mises au point aux environs de 1956. A cette époque le composant de base utilisé était la matrice de diodes. Ce qui rendait fort coûteux l'emploi de ces systèmes était le grand besoin en cases mémoires comme nous avons eu l'occasion de le signaler plus haut. Avant l'avènement des mémoires en circuit intégré, il eut été impossible de faire tenir un équipement construit sur les principes des microprocesseurs, dans le volume qu'utilisaient ces mêmes équipements en logique traditionnelle, même à transistors discrets. De plus cette même technologie a permis d'intégrer l'ensemble des composants de l'unité centrale d'un microprocesseur en un très petit nombre de boîtiers voire en un seul pour certains. C'est la raison pour laquelle, avant de faire une synthèse sur la structure des microprocesseurs, nous allons envisager les différentes technologies actuellement employées pour intégrer d'une part les Unités Centrales (ce qui est communément appelé microprocesseur) et d'autre part les mémoires.

V) Les technologies

Nous ne souhaitons pas toutefois, entrer dans le détail des différentes structures technologiques. Nous nous attacherons à faire ressortir succintement les caractéristiques essentielles issues de ces technologies, perceptibles à l'utilisateur. Surtout celles qui présideront directement ou indirectement à l'élaboration des critères de choix.

Parmi toutes ces technologies que l'on sera amené à citer dans la suite de notre étude, l'équilibre entre leurs avantages et leurs défauts est tel qu'il ne permet pas de présumer de leur disparition ou de leur expansion au dépens des autres.

Puisque nous ne voulons faire ressortir que les paramètres pouvant intervenir dans le choix que l'utilisateur fera de tel ou tel microprocesseur, nous nous limiterons aux comparaisons sur les caractères suivants :

- Vitesse : Nous entendons par vitesse, en matière de technologie de circuits intégrés ou en général de tout circuit implanté sur une surface de silicium, la rapidité de transfert des signaux à travers les portes et les bascules. Il est évident que l'on ne peut comparer les vitesses entre différentes technologies que dans la mesure où l'on effectue cette étude sur des fonctions logiques identiques.

- Volume : Le terme volume semble impropre puisqu'il s'agit en fait de la surface de silicium que va nécessiter telle ou telle technologie, toujours pour une fonction. Si l'on emploie le mot « volume » c'est que dans l'état actuel des moyens de production des circuits intégrés, il n'est pas possible (essentiellement pour des questions de rentabilité) de dépasser une certaine surface de silicium par « boîtiers ». Par conséquent des technologies dispendieuses en surface de silicium nécessiteraient l'emploi d'un plus grand nombre de boîtiers et donc, in fine, un plus grand volume dans le matériel.

- Coût : Cette notion en partie liée à la précédente est importante dans la production de masse à laquelle il est indispensable d'arriver si l'on veut ouvrir les microprocesseurs à toutes les branches de l'activité industrielle et permettre de l'introduire dans le matériel « grand public ». En fait l'étude du coût a deux aspects. Le premier est celui du circuit intégré, ou boîtier lui-même. Sa facilité de réalisation, le nombre que l'on peut réaliser sur une même tranche de silicium et la proportion de « puces » ou circuits bons que l'on extrait après tri. Le second est celui de l'emploi que l'on fera de ce circuit. Certaines technologies se marient mal avec d'autres et obligent à augmenter le système que l'utilisateur conçoit, d'éléments permettant ces associations.

- Consommation : Dans la conception d'un matériel, un problème demeure quel que soit le type d'électronique employée : l'alimentation. Pour de multiples raisons, l'utilisateur peut souhaiter limiter au minimum la puissance de son alimentation. Il s'en suit de plus des questions de dissipation thermique qui peuvent nuire au bon fonctionnement des autres parties de l'appareil. Il est fréquent d'être dans l'impossibilité d'effectuer une ventilation suffisante d'un matériel en fonction de son implantation dans un ensemble, ou de protection aux parasites ou aux rayonnements.

- Complexité de mise en œuvre : Certains circuits demandent des précautions techniques particulières dans leur emploi.

Les technologies ne diffèrent pas seulement par les méthodes mises en œuvre pour diffuser des jonctions types transistors sur les « puces » des circuits intégrés. Elles peuvent différer également par l'architecture du circuit à transistors équivalent. Telle technologie n'emploiera que deux transistors pour réaliser une bascule que telle autre réalisera avec trois.

Pour rendre plus synthétique cette étude et nous limiter aux caractéristiques essentielles nous donnons la comparai-

son des technologies actuellement employées dans les microprocesseurs dans le tableau ci-dessus :

VI) Synthèse des microprocesseurs

Après l'approche que nous venons de faire des microprocesseurs nous allons reprendre sous une forme synthétique tous les éléments les constituant. Le lecteur aura certainement remarqué les liens étroits qui unissent l'unité centrale d'un système à microprocesseurs et la mémoire qu'il est obligatoire d'y associer.
Il apparaît clairement, après l'analyse que l'on en a fait, que le processus de réalisation d'une fonction logique s'effectue par un échange permanent et bilatéral entre la partie « traitement » et la mémoire. Cet échange apparaît même sous la forme de signaux décrivant une boucle passant respectivement par des registres, une unité comportant les fonctions logiques élémentaires et une mémoire, le tout étant orchestré par un compteur d'instructions ou compteur ordinal et un générateur de rythme ou horloge.
Pour réaliser cette synthèse nous devons ouvrir cette boucle en un point et la décrire complètement pour revenir à notre départ. Il est d'usage, et l'importance qu'elle revêt le justifie, de traiter en premier lieu de la mémoire.

1) La mémoire

La mémoire est un ensemble de cases dans lesquelles sont stockables des signaux 0 et 1. Suivant les types de mémoires ces signaux ne sont que récupérables et non modifiables. Il s'agit là des mémoires mortes ou à lecture seule, mémoires non volatiles. Ou ces signaux peuvent être modifiés par l'entrée d'un nouveau signal. Il s'agit là des mémoires vives ou à lecture et écriture. Nous n'envisageons ici, bien entendu, que les mémoires dont la technologie et le rôle leur permettent de travailler par les temps d'accès dans le rythme de l'unité de traitement. Nous repoussons de ce fait les mémoires de masse non utilisables directement par l'unité centrale microprocesseur.
Comme nous avons eu l'occasion de le constater, les mémoires ont deux rôles principaux. D'un côté, stocker dans un ordre déterminé les instructions et d'une autre stocker soit d'une façon permanente, soit d'une façon fugitive des données (des paramètres, ou des résultats partiels devant être utilisés dans la suite du programme). Pour que ces mémoires soient compatibles avec l'unité de traitement il est nécessaire de les organiser de façon à ce que, à une adresse donnée corresponde un ensemble de cases unitaires, dont le nombre est égal aux cases mémoire internes au microprocesseur qui recevra l'information. C'est-à-dire qu'il faut organiser la mémoire en mots (binaires) de longueur compatible avec le type de microprocesseurs utilisé (mots de 4, 8 ou 16 bits par adresse). Lorsque l'on parle d'une mémoire de n K mots de b bits, nous entendons par là que la mémoire possède n adresses et qu'à chaque adresse nous trouvons b cases mémoire dans un ordre déterminé qui forme un mot binaire. Dans la quasi généralité des cases, les microprocesseurs traitent des mots de longueur constante.
Tous les autres éléments que nous allons d'écrire maintenant sont considérés comme étant internes au microprocesseur.

2) Les registres tampon adresse et données

Les constructeurs de microprocesseurs ont envisagé de pouvoir utiliser leurs circuits avec le plus grand nombre de types de mémoires possible. En fait, dans la pratique les mémoires utilisées sont du type circuits intégrés, mais cela n'exclut pas la diversité de modes de fonctionnement.
Pours pouvoir travailler avec une mémoire, donc écrire ou lire dans cette mémoire, il faut présenter à celle-ci l'adresse à laquelle on veut avoir accès pendant tout le cycle d'écriture ou de lecture. Toutes les mémoires n'étant pas pourvues de ces registres, ceux-ci ont été prévus dans le microprocesseur. De même, la donnée que l'on écrit en mémoire doit être présentée pendant tout le cycle d'écriture et de ce fait un registre tampon de données est inclus dans le microprocesseur.

3) L'Unité Arithmétique

C'est la partie qui nous a permis de démarrer la construction de notre microprocesseur. C'est l'ensemble des fonctions logiques élémentaires. En fait, si effectivement il est possible de réaliser un microprocesseur avec les seules fonctions logiques ET, OU et PAS, dans la pratique, les constructeurs ont choisi d'y adjoindre d'autres fonctions logiques, donc câblées et également des fonctions arithmétiques. La raison en est la suivante. Faire, par exemple, une addition, peut se réaliser avec les fonctions ET, OU et PAS par une microséquence, ou peut se réaliser par une portion de silicium « imprimée » à cet effet, celle que l'on trouve dans les boîtiers additionneurs à un bit. Le choix que le constructeur est amené à faire est un choix économique : D'une part, quelle solution tiendra le moins de place sur la puce de silicium, et d'autre part quelle solution permettra d'exécuter cette addition dans un temps le plus court. Là encore, il n'y a pas de solution universelle pour tous les microprecesseurs et chaque constructeur pour chacune de ces productions adjoint aux fonctions élémentaires, le OU EXCLUSIF, l'addition, la complémentation à 2, etc.
Si l'on a attribué à cet élément le nom d'Unité Arithmétique et Logique, c'est qu'il y a juxtaposition d'éléments de logique combinatoire **CABLEE** réalisant soit des opérations arithmétiques, addition voire soustraction binaire et décimale parfois, et des opérations logiques ET, OU, PAS, voire OU EXCLUSIF, NON-ET...

4) Les registres de travail

Ils sont également appelés, comme nous l'avons vu, accumulateurs. Ce sont des mémoires élémentaires qui stockent provisoirement les données en cours de traitement dans le microprocesseur. Leur dimension définit la taille des mots pouvant être utilisés en parallèle, c'est-à-dire chargés ou déchargés sur l'ensemble de leurs cases à la fois ou en série, c'est-à-dire comme des registres à décalage ou un bit entre à une extrémité et se déplace, suivi de ses voisins vers l'autre extrémité.
Il peut y avoir un, deux ou plusieurs registres de travail et accumulateurs dans un microprocesseur. Mais il y en a toujours un principal qui est l'organe privilégié dans tous les travaux d'échange avec l'extérieur (mémoires ou périphériques), son adresse est implicite dans les instructions correspondantes.

5) Le compteur ordinal

Nous avons déjà vu le rôle fondamental de cet élément. Rappelons simplement qu'en comptant les instructions exécutées, il indique toujours l'adresse de l'instruction suivante que devra exécuter le microprocesseur et donc l'appelle. Toutefois ce compteur peut être mis à une valeur donnée par programme, soit inconditionnellement, soit conditionnellement. Dans ces conditions on pourra exécuter des morceaux de programme implantés en différents points de la mémoire, par exemple en fonction du résultat d'une opération. Ce compteur est généralement défini sur 16 bits de façon à adresser 64 K mots de mémoire (65536 mots).

J.L. PLAGNIOL
M. LELARGE ■

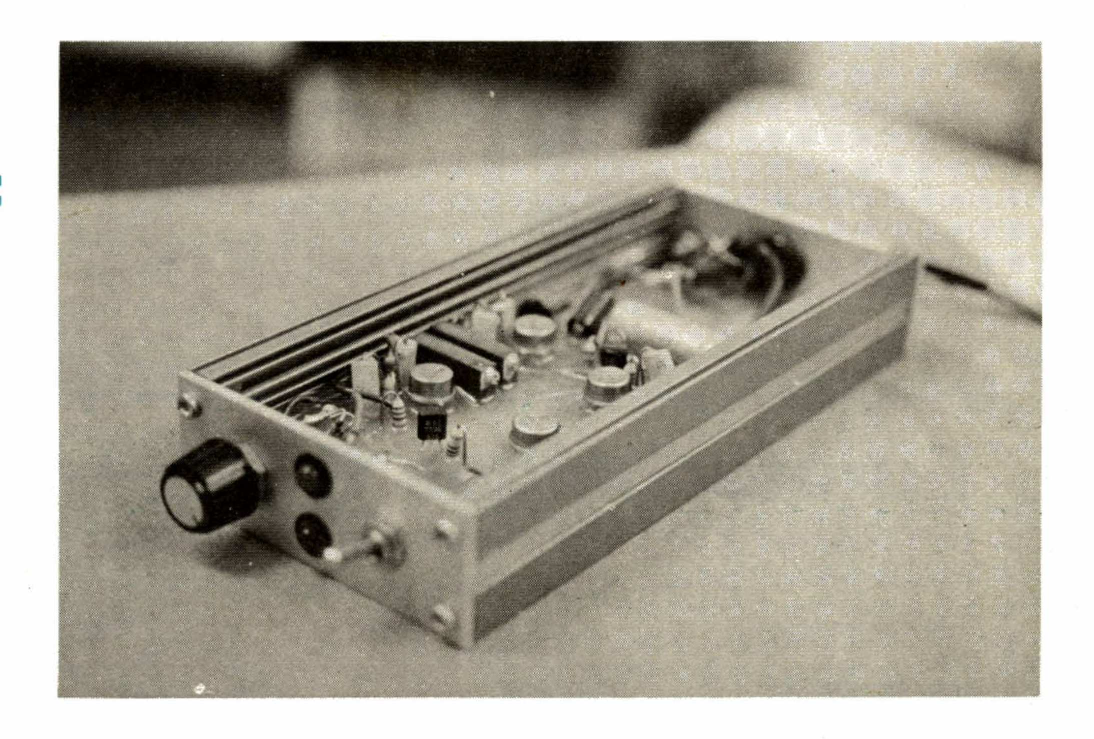
Prochain article :

La logique programmée
les montages
la programmation



la SSTV

Un dispositif d'indication d'accord correct



Depuis quelques temps, nous publions dans notre revue, sous le titre générique « La S.S.T.V. », des descriptions de montages originaux devant permettre aux radio-amateurs ne pratiquant pas encore ce mode de transmission de le comprendre et, s'il le désirent, de réaliser leurs équipements. Aujourd'hui nous décrivons complètement (schéma d'implantation du circuit imprimé et nomenclature compris) un petit accessoire que nous avons baptisé « indicateur d'accord correct » qui intéressera les propriétaires de moniteurs simples non équipés d'un dispositif semblable ou encore les O.M. ne possédant pas de moniteur ou ne désirant pas le mettre en service et souhaitant, par exemple, réaliser des enregistrements magnétiques de belles réceptions pour une visualisation ultérieure.

I. Pourquoi un indicateur d'accord ?

Nous invitons le lecteur à se reporter au premier article de notre série « La S.S.T.V. » (n° 340 de mars 1976), dans lequel nous avons présenté le procédé et les standards utilisés par les amateurs pour la transmission des images en S.S.T.V. Rappelons brièvement, pour ceux qui ne pourraient se procurer cet article, que la vidéo issue de l'analyse ligne à ligne de l'image est transmise en modulant en fréquence une sous-porteuse basse-fréquence, avec les caractéristiques suivantes :
paliers synchro : 1.200 Hz (durée 5 ms en ligne et 30 ms en image) ;
noir : 1 500 Hz ;
blanc : 2 300 Hz.
Les gris s'échelonnent donc entre 1 500 et 2 300 Hz.
Cette sous-porteuse peut être transmise par tous les procédés de modulation classiques : modulation d'amplitude, modulation de fréquence, S.S.B., etc.

Cas de la modulation d'amplitude et de la modulation de fréquence

En A.M. et en F.M., le correspondant, à la réception, retrouve sans problème après la détection A.M. ou F.M. de son récepteur de trafic la sous-porteuse basse-fréquence telle qu'elle a été émise. Il suffit donc d'en extraire l'information vidéo.

Cas de la S.S.B.

(émission en bande latérale unique)
En S.S.B., le problème est différent : en effet, nous savons que si nous injectons une note basse fréquence pure (sinusoïdale) dans l'entrée micro d'un émetteur S.S.B., ce dernier fournit à l'antenne une porteuse haute-fréquence pure, sans trace de modulation.
Si la fréquence de la note change, la fréquence de la porteuse émise change.

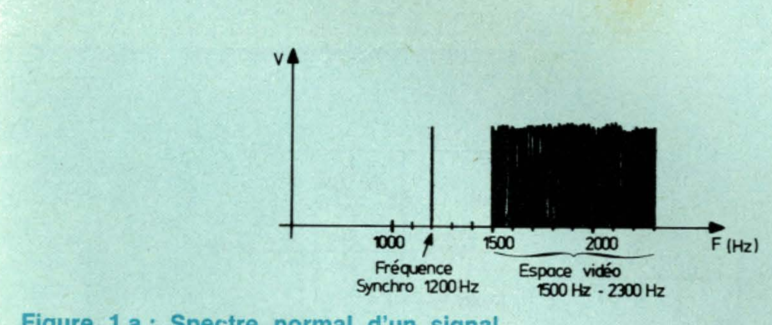


Figure 1 a : Spectre normal d'un signal S.S.T.V.

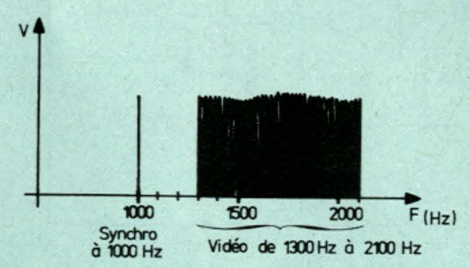


Figure 1 b : Exemple de décalage vers le bas, de 200 Hz.

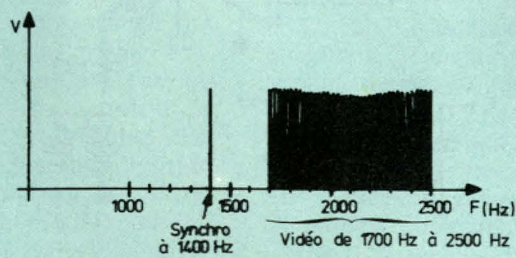


Figure 1 c : Exemple de décalage vers le haut de 200 Hz.

En injectant la sous-porteuse basse-fréquence de la S.S.T.V. dans l'émetteur S.S.B., nous produisons donc en fait l'équivalent d'une modulation de fréquence directe de la porteuse haute-fréquence par le signal vidéo.
C'est à la réception de ce signal qu'apparaîtra le problème : le récepteur S.S.B. restituera bien les variations de fréquence de la sous-porteuse utilisée à l'émission mais ne fournira pas la valeur de la fréquence autour de laquelle s'opèrent ces variations. Tout dépendra du « calage » d'accord du récepteur ou du réglage de la fréquence de son B.F.O.
(A la limite, si l'émission se fait en « bande latérale supérieure » et que la réception est en position « bande latérale inférieure », il y aura même inversion du sens des variations !) *
Il peut donc y avoir « translation » du spectre basse fréquence (voir **figure 1 a, b,c**) vers les fréquences supérieures ou inférieures.
Ce problème existe aussi en phonie mais dans ce cas, l'opérateur dispose d'un merveilleux repère : la compréhensibilité de la parole et ajuste l'accord de son récepteur pour obtenir la meilleure qualité vocale.
L'appareil que nous décrivons fournit à l'opérateur un repère d'accord, semblable à la « meilleure qualité vocale ». Telle l'oreille, le moniteur pourra alors « comprendre » le signal !

II. Principe de l'appareil

Notre indicateur n'est en fait qu'un dispositif sélectif, répondant à des signaux à 1200 Hz (fréquence correspondant aux signaux de synchronisation) par l'allumage d'une L.E.D. tant que le signal est présent.
La L.E.D., si le récepteur est correctement réglé, clignote donc au rythme des tops de synchronisation : éclats de 5 ms toutes les 60 ms ou 66 ms selon le standard, éclats de 30 ms toutes les 7,2 ou 8 s.
Bien sûr, en cas de mauvais calage du récepteur, la L.E.D. peut s'allumer sur la vidéo, mais, la belle rythmicité, caractéristique des tops ligne, n'existe plus et il n'est guère possible de se tromper.
Equipé de ce dispositif, l'opérateur est donc sûr de régler correctement son récepteur qui lui restituera la sous-porteuse émise, dans toute son intégralité.

---

* **Note :** Pratiquement, on transmet, comme pour la téléphonie, en BLI pour les fréquences inférieures à 10 Mc/s et en BLS au-dessus.

III. Description

• L'appareil dont la **figure 2** donne le schéma synoptique et la **figure 3** le schéma détaillé, prélève la basse fréquence sur la sortie « casque » ou « ligne » du récepteur de trafic.

• P_1, potentiomètre de 1 KΩ — linéaire — monté sur le panneau avant — règle la sensibilité du dispositif et permet de l'adapter à divers niveaux basse-fréquence.

• CI_1 et CI_2 sont montés en filtre passe-bande actif centré sur 1200 Hz. Les performances de ce filtre sont résumées sur la **figure 4.** Sur cette même figure nous avons positionné le spectre de la sous-porteuse S.S.T.V. de façon à montrer comment le filtre « extrait » les signaux de synchronisation.

Les potentiomètres P_2 et P_3, ajustables de 4,7 KΩ permettent l'accord fin du filtre sur 1200 Hz.

Performances :

fréquence centrale	1200 Hz
bande passante à — 3 db ..	140 Hz
bande passante à — 6 db ..	230 Hz

Le 1500 Hz, fréquence minima du contenu « image » du signal vidéo, le plus proche de la fréquence synchro est rejeté de : — 16 db.

Notons que ce filtre ne peut être plus étroit si l'on veut restituer à peu près correctement les tops de synchronisation (tops de 5 ms à une fréquence de l'ordre de 15 Hz). 150 Hz à — 3 db est un minimum.

• CI_3, D_1, D_2 constituent un redresseur vrai (sans seuil) : le seuil de D_I ou D_2 (600 à 700 mV) est divisé par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur ! En TP_2, on dispose donc des tops de synchronisation, en positif (voir **figure 5 a**).

Comme vous pouvez le remarquer, ces tops ne sont pas mal « intégrés ». Ceci est dû à la bande passante relativement étroite du filtre, ainsi qu'au filtrage suivant le redressement. Pour l'emploi envisagé, ce temps de montée est acceptable. Il ne le serait pas si le circuit d'extraction vidéo était destiné à synchroniser les bases des temps d'un moniteur ! Il faudrait alors élaborer un filtre plus large, mais à flancs plus raides de façon à conserver une bonne élimination de la vidéo.

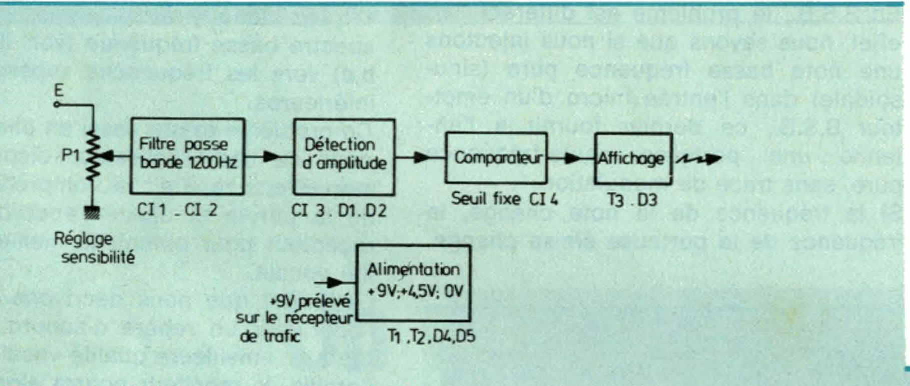


Figure 2 : Schéma synoptique de l'appareil.

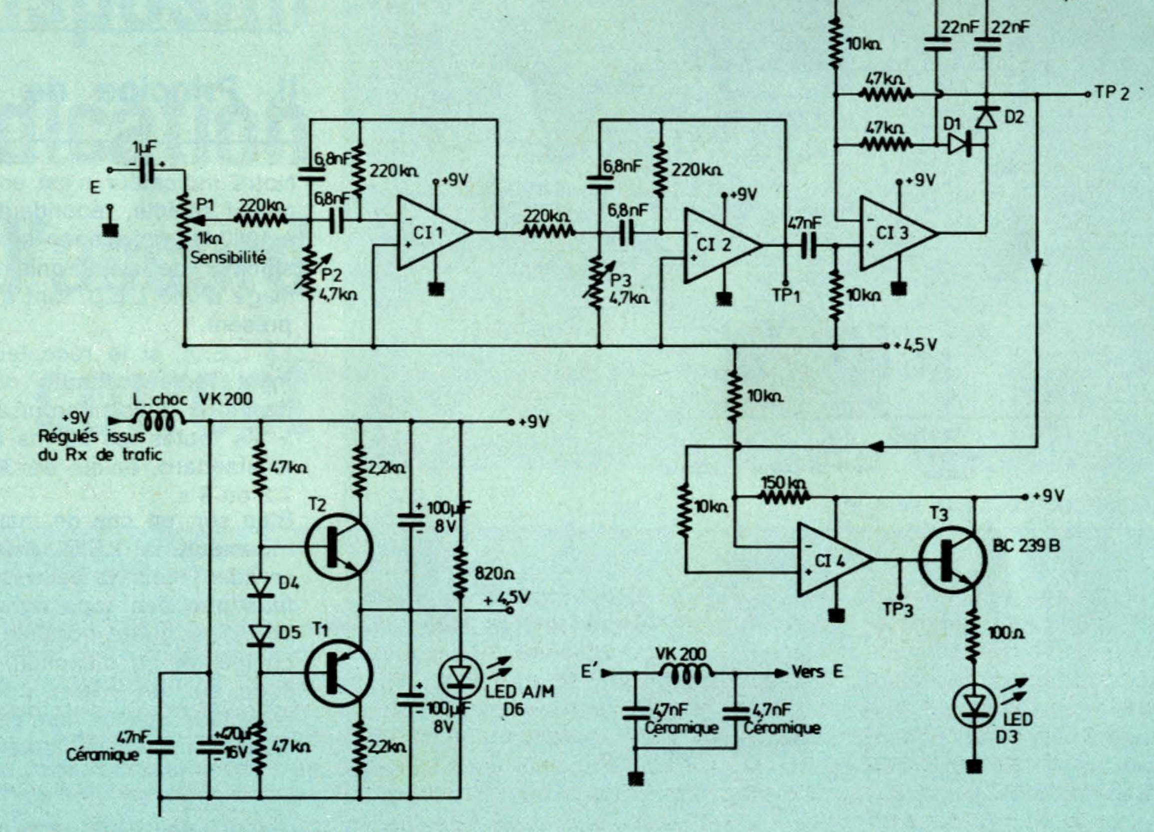


Figure 3 : Schéma de l'appareil

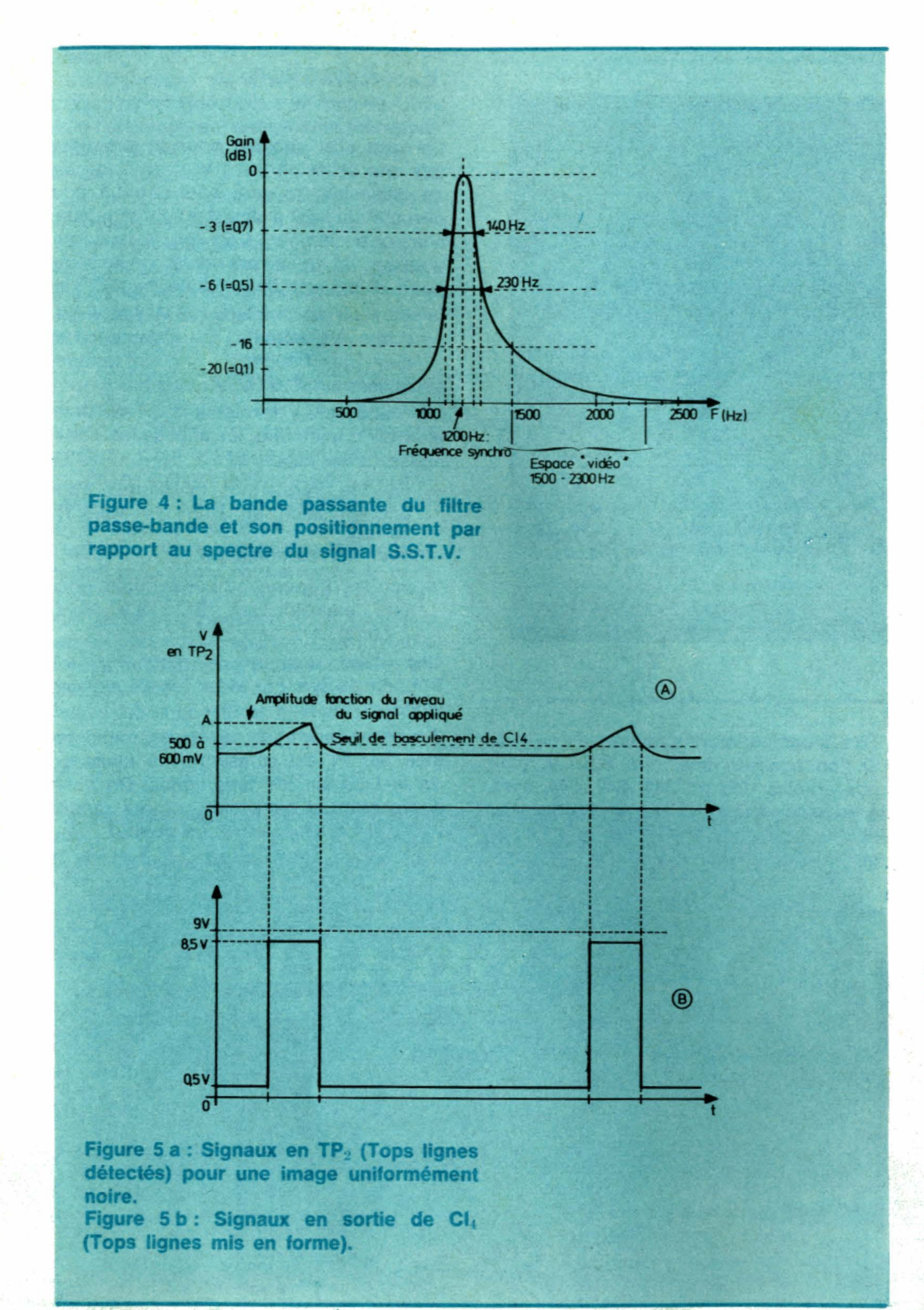


Figure 4 : La bande passante du filtre passe-bande et son positionnement par rapport au spectre du signal S.S.T.V.

Figure 5 a : Signaux en TP_2 (Tops lignes détectés) pour une image uniformément noire.
Figure 5 b : Signaux en sortie de CI_4 (Tops lignes mis en forme).

- CI_4 est monté en comparateur de seuil fixe défini par le pont diviseur 150 KΩ/10 KΩ alimentant l'entrée « moins ». Les signaux sur la sortie de CI_4 sont représentés sur la **figure 5 b.**
- T_3 est monté en suiveur de tension et permet de fournir, lors des « éclairs », un courant de 80 mA à la L.E.D., ce qui ne serait pas possible en l'alimentant directement par CI_4. En effet les circuits types « 741 » sont munis d'une limitation du courant de sortie à environ 25 mA.
- T_1, T_2, D_4, D_5 fournissent le + 4,5 V ou plus exactement une tension parfaitement située au milieu de la tension d'alimentation de l'ensemble.
- L'alimentation est assurée par le récepteur de trafic ou le moniteur que notre réalisation d'aujourd'hui complète. On pourra appliquer sans problème de 8 V à 15 V régulés environ avec les valeurs choisies.

En adaptant les tensions de service des condensateurs électrochimiques et en augmentant la résistance en série avec la L.E.D. à 390 Ω, il est possible d'appliquer jusqu'à 30 V.

On notera, dès l'entrée de l'alimentation, la présence d'une cellule de découplage : L choc/470 µF + 47 nf. Vu sa faible consommation (5 à 6 mA en dehors de l'allumage de la L.E.D.), l'appareil pourrait fort bien être alimenté par une pile 9 V, même de petit modèle (alkaline : MN 1604 Mallory par exemple).

IV. Réalisation

Nous donnons **figure 7** le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants.

La **figure 6** donne une idée de la réalisation mécanique du prototype de l'auteur. Chacun pourra s'en inspirer et réaliser son ensemble en fonction des éléments mécaniques disponibles. La face avant du boîtier supporte :

- le potentiomètre P_1 (sensibilité) ;
- l'interrupteur A/M et une LED verte indiquant la mise sous tension ;
- la LED (rouge) d'indication d'accord correct.

Vous trouverez à la fin de cet article la nomenclature des composants et fournitures nécessaires à la réalisation et à la mise en service du module (sans la « mécanique »).

Réglages :

- On vérifiera soigneusement le câblage, la qualité des soudures et connexions.
- Dès la mise sous tension, on vérifiera la présence des tensions d'alimentation : V appliqué et V appliqué divisé par deux (soit 9 V et 4,5 V si l'on alimente le montage en 9 V) en les mesurant par rapport à la masse.
- On injectera alors à l'entrée E un signal basse fréquence sinusoïdal à 1200 Hz (fréquence précise, mesurée par exemple avec un fréquencemètre numérique).

Le niveau de ce signal devra être de l'ordre du volt crête à crête.

- On branchera l'oscilloscope en TP_1 et l'on réglera P_2 et P_3 pour un maximum de lecture (environ 200 mV c.a.c. pour P_1 « à fond »). Ceci réalise l'accord du filtre sur 1200 Hz.
- On pourra vérifier alors en TP_2 que la tension continue détectée par CI_3 est bien positive et proportionnelle au niveau d'attaque à l'entrée ou à la position de P_1 (tant bien sûr que CI_1 et CI_2 n'écrêtent pas et fonctionnent en « linéaire »).

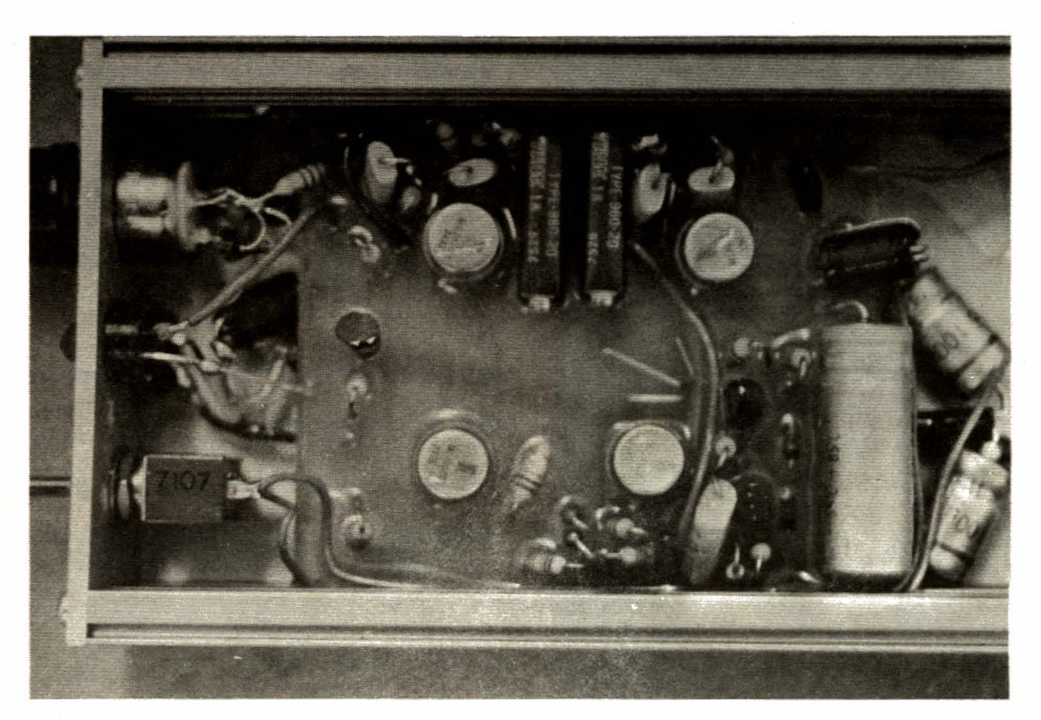


Figure 6 :

• On pourra alors vérifier que, P_1 à fond, l'allumage de la L.E.D. n'apparaît que pour des niveaux d'entrée supérieurs à 15 mV c.a.c. à 1200 Hz et que la manœuvre de P_1 permet dans le cas d'éteindre la L.E.D.

Le réglage est alors terminé.

Si l'on possède une mire S.S.T.V. (voir nos articles des n[os] 341, 342, 344, avril, mai, juillet 1976) on pourra vérifier que l'on obtient bien en TP_2 et TP_3 les signaux de la **figure 5.**

V. Utilisation

Lorsque l'on captera pour la première fois une émission S.S.T.V. avec l'aide de ce dispositif, on sera peut-être un peu dérouté : la LED s'allumera tout le temps, n'importe comment ! En fait, il faut tout d'abord, et ceci est déjà nécessaire pour la plupart des moniteurs S.S.T.V.

- se tenir à un niveau B.F. (potentiomètre de volume du récepteur) et n'en plus bouger ;
- utiliser un C.A.G. efficace !

On « abordera » le signal S.S.T.V., pour plus de commodité, et afin de se familiariser avec l'appareil :

- par les fréquences inférieures pour une émission en BLS (14 Mc/s/21, 28, etc.,
  pour 9 V alimentation.
- par les fréquences supérieures pour une émission en BLI (3,5 Mc/s, 7 Mc/s).

Ceci nous assurera de rencontrer les fréquences synchro avant les fréquences vidéo.

On constatera alors, si la sensibilité réglée par P_1 est suffisante, un allumage de la LED sur les tops lignes. On diminuera alors la sensibilité, ce qui rendra l'accord du récepteur plus pointu.

A la fin, on doit parvenir à éteindre la

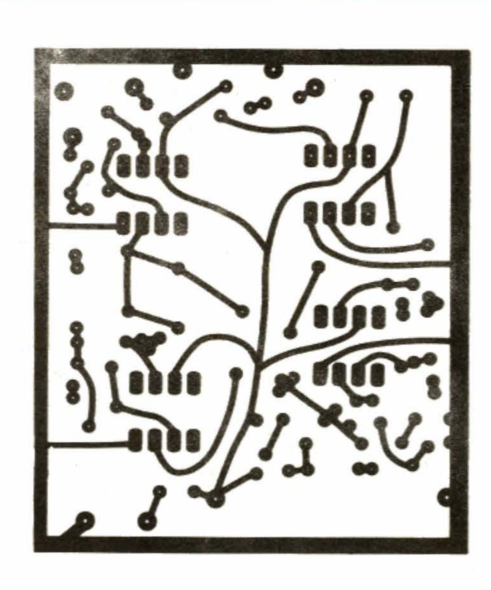


Figure 7 a : Le circuit imprimé.

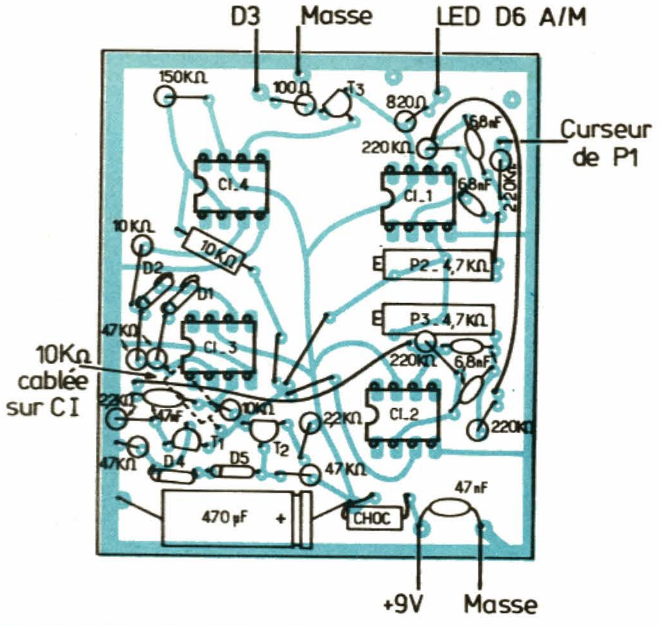


Figure 7 b : L'implantation des éléments.
- Les liaisons de CI_1 à CI_2, de CI_2 à CI_3 sont réalisées en fil de façon à simplifier la mise au point, étage par étage.
- Les condensateurs de 22 nF de CI_3 câblés sur la carte côté cuivre.

LED pour tout déplacement, même minime, de la fréquence d'accord du récepteur.
Si le désaccord est important (supérieur à 300 Hz) la vidéo peut allumer la LED mais l'allumage est anarchique (en apparence !), alors que sur les synchros, il est bien régulier.
Tout ceci est beaucoup plus long et difficile à expliquer qu'à faire.
Essayez et vous verrez !...
Notre dispositif peut être laissé en service pendant la transmission et contrôle à ce moment les éventuelles dérives du récepteur (ou de l'émetteur du correspondant !).
Pour terminer, en guise de conclusion, un conseil : vérifiez bien, si vous possédez un moniteur, que sa fréquence synchro, c'est-à-dire la fréquence qu'il considère comme optimum pour la restitution des signaux de synchronisation, est bien précisément de 1200 Hz !
L'auteur se tient à votre disposition pour toutes précisions concernant ce montage, qui peut être bien sûr amélioré : par exemple adjonction d'un compresseur supprimant le réglage de P_1 (voir la description de notre moniteur : sous ensemble vidéo).
Toutes les suggestions et toutes les critiques constructives seront acceptées !

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances - 1/4 W

Valeur	Quantité
220 KΩ	4
10 KΩ	4
47 KΩ	4
150 KΩ	1
2,2 KΩ	2
820 Ω	1
100 Ω	1
1 KΩ	1 (pour écréteur)

CONDENSATEURS

Valeur	Quantité
1 µF	1
6,8 nF	4
4,7 nF céramique	2
47 nF céramique	2
22 nF	2
470 µ F 16 V	1
100 µ F 8 V	2

DIODES
D1 - D2 : 1 N 914
D3 - Diode LED - Rouge
D4 - D5 : 1 N 914
D6 - Diode LED - Verte
D8 - D9 - 1 N 914.
Self de choc - VK 200

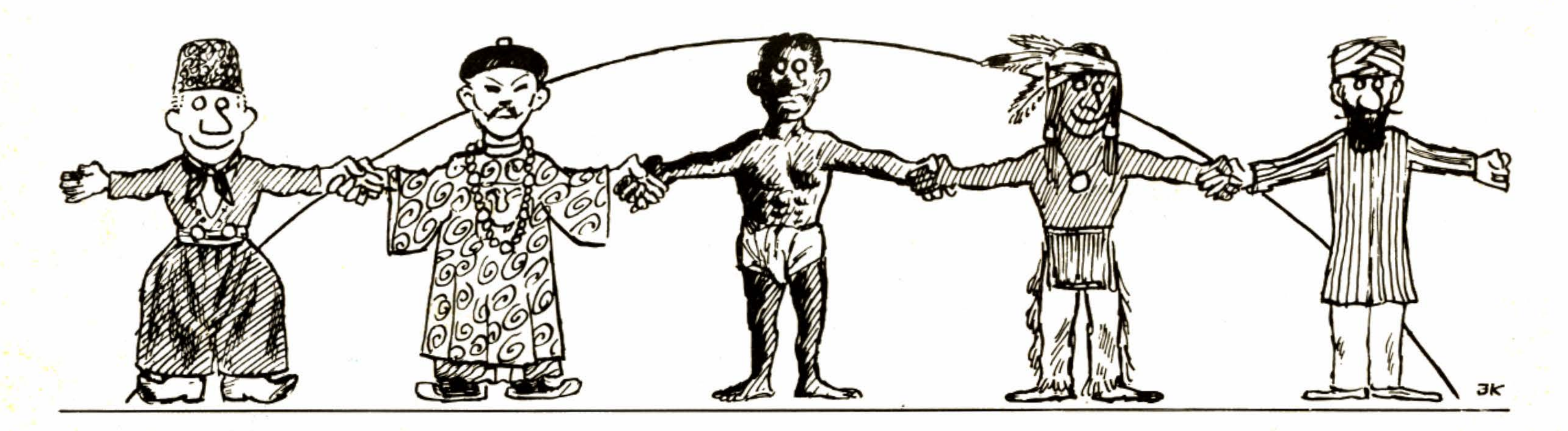
TRANSISTORS
T1 par ex. BC 309 PNP
T2 par ex. BC 239 NPN
T3 par ex. BC 239 B
CI_1 à CI_4 - µA741

POTENTIOMETRES
P1 : 1 KΩ
P2. P3 : 4,7 KΩ multitours trimmer

F5HH. D. HEYDEN

ATTENTION !
Un schéma d'un circuit de protection sera donné dans le prochain numéro.

si tous les gars du monde...



LE QRM TV-BCL (TVI-BCI)

Ce vocable un peu barbare désigne les perturbations dont sont victimes les téléviseurs, récepteurs de radiophonie, chaines Hi-Fi et autres, au voisinage d'appareils de transmission utilisés par les organismes officiels (gendarmeries ; aéroports ; stations côtières ; O.R.T.F.) ou privés (radios-taxis, entreprises, utilisateurs de 27 Mhz ou encore radios- amateurs, cas qui nous intéresse plus spécialement ici).

Généralités

Etant donné le nombre sans cesse croissant des amateurs-émetteurs en France comme dans le monde entier, le phénomène est de plus en plus constaté. De quoi s'agit-il exactement : nous savons qu'un récepteur, quel qu'il soit (et nous laisserons volontiers de côté pour l'instant les chaînes stéréo, et en général tout ce qui implique les amplis B.F.) est accordé sur une certaine fréquence. Même si le niveau de réception est suffisant, il arrive parfois que le récepteur en question « laisse passer » autre chose que la fréquence à recevoir. Bien souvent, la sélectivité des récepteurs destinés à la radiodiffusion ou à la télévision laisse à désirer, et il ne faut pas alors chercher ailleurs la cause du brouillage. Parfois, sur un téléviseur on perçoit seulement un déchirement de l'image plus ou moins prononcé, et variant au rythme de la modulation de l'émetteur incriminé. Il est possible également que l'image ne soit pas perturbée, mais le son devient inaudible, et complètement couvert par la voix de l'opérateur. Enfin, c'est la véritable catastrophe lorsque son et image sont complètement déformés, le téléspectateur n'ayant alors que deux ressources : soit arrêter purement et simplement son téléviseur, soit encore aller prier le « perturbateur » (à condition qu'il le connaisse !) de cesser toute transmission.

Maintenant que le problème est posé, nous allons aborder ensemble, plusieurs chapitres qui traiteront, comme nous le verrons plus loin de la législation en matière de brouillage, et des remèdes à y apporter.

Législation en matière de brouillages constatés par les usagers d'appareils audio-visuels

L'établissement public Télédiffusion de France (T.D.F.) est chargé de veiller à ce que les usagers d'appareils de radiodiffusion et de télévision, puissent suivre les programmes qui leur sont destinés en toute tranquillité. Il existe dans toutes les grandes villes de France un service « protecteur de la réception », qui agit auprès des intéressés dans le cadre de la législation en vigueur. Il faut rappeler au passage que les émissions supposées perturbatrices, ont lieu sur des fréquences bien définies, qui sont assignées par les services officiels, la plupart du temps selon les accords et conventions internationaux du partage du spectre radio-électrique. Il est donc normal, à priori, qu'un usager (qui acquitte une taxe ne l'oublions pas) soit protégé contre les parasites de toutes sortes, qui peuvent être, indépendamment du problème qui nous préoccupe, d'origine industrielle ou domestique (lignes moyenne tension à isolement défectueux, fours H.F., parasites d'allumage automobile, voire même brouillages provenant d'autres récepteurs, comme nous le verrons plus loin).

Textes officiels en vigueur

Il serait fastidieux d'entrer dans les détails, et la publication des textes officiels en la matière demanderait probablement un numéro de « Radio-Plans » entier ! Nous nous bornerons aux principales réflexions qui en découlent, avec la date des arrêtés s'y rapportant.

— La loi des finances du 31 mai 1933 laisse seulement entrevoir la possibilité d'un réglementation, mais fixe le montant de l'amende en cas d'infraction dûment constatée par contravention, de 10 à 50 francs.

— Le décret du 1er décembre 1933 : où il est question (déjà !) que les constructeurs, revendeurs, utilisateurs sont tenus à des obligations.

— Par le décret du 27 décembre 1948, on institue une commission, à laquelle siègent seulement deux usagers « choisis en raison de leur compétence, et désignés par le ministre chargé de la R.T.F. »

— L'arrêté du 31 mars 1934 est important, car il détermine une première liste d'appareils électriques devant être munis de dispositifs anti-parasites. Il faut attendre 1951 (arrêté du 9 mai), pour que l'on décide du seuil de gravité que les brouillages ne doivent pas dépasser soit :
40 microvolts de 150 à 285 khz
30 microvolts de 530 à 1605 khz
20 microvolts de 6 à 30 Mhz
On parle ensuite des méthodes de mesure à la réception, des appareils utilisés et de leurs principales caractéristiques. Mesure du couplage entre le secteur électrique et les récepteurs. C'est à cette époque que l'on se posa la question de déterminer si **tous** les appareils provoquant un brouillage devaient être antiparasités : on conclut que non, ce qui exclut des dispositifs perturbateurs, tous les éléments servant à interrompre le courant, à commuter des circuits, et dont la gêne était par conséquent très brève ou encore occasionnelle (interrupteurs ; relais, etc.).

— L'arrêté du 23 octobre 1953 porte réglementation sur la construction et la distribution du matériel pouvant apporter de la gêne à la réception : qui ne se souvient en effet de ce sacré moulin à café de la voisine qui se mettait en route, invariablement, chaque soir à l'heure du feuilleton préféré !

— C'est à partir de 1955 que l'on voit apparaître les textes véritablement précis contre les sources de parasites telles que les appareils médicaux, industriels, artisanaux et scientifiques, bien souvent à haute fréquence. Ce texte sera d'ailleurs revu et corrigé par l'arrêté du 23 février 1960.

— C'est en 1957, à l'époque où les antennes T.V. « fleurissaient » sur nos toits, qu'on songea à la réglementation des perturbations provoquées par les systèmes d'allumage auto. D'autant que, dans le même temps, l'automobile effectuait le bond prodigieux que l'on sait. On avait donc, à la même période, un afflux de perturbateurs comme de perturbés. Malheureusement pour les amateurs de cette époque les fréquences protégées n'étaient que celles de 41 à 68 Mhz, puis 87,5 à 100 (FM) et 162-216 Mkz. Par conséquent, les fréquences amateurs n'étaient pas incluses dans ces bandes.

— L'arrêté du 11 janvier 1960 porte définition d'une réception perturbée en radiodiffusion (30-300 Mhz). On tolère dans cet espace de fréquences une tension perturbatrice de 20 microvolts, à condition que « toutes précautions soient prises dans l'installation de réception », pour améliorer le rapport signal/brouillage.

— L'arrêté du 22 février 1960 est relatif aux perturbations radios-électriques produites par les systèmes d'allumage électriques de moteurs de motocyclettes, vélomoteurs, cyclomoteurs, et de moteurs analogues. A l'exception toutefois (sic) des moteurs d'aéronefs. On peut penser que le « moteur analogue » concerne les tondeuses à gazon, tronçonneuses ou autres engins du même style, bien que cela ne soit pas précisé.

— L'arrêté du 25 mars 1963 est important pour les radios-amateurs : l'article 2 indique que, « dans les cas où les perturbations seraient produites par une installation radio-électrique privée, dont l'exploitation est subordonnée à une autorisation délivrée par l'administration des postes et télécommunications, celle-ci sera saisie avant toute mise en demeure à l'exploitation et, si elle le juge utile, ses services seraient associés aux enquêtes qui seraient nécessaires ».

— **Un des derniers textes (arrêté du 7 décembre 1967) est relatif aux appareils servant aux réceptions individuelles ou collectives des émissions de radio-TV et susceptibles de causer des perturbations radio-électriques dans les bandes de fréquence réservées à la radiodiffusion.**
Il est à noter que le texte devient de plus en plus précis et s'écarte résolument de tout ce qui n'est pas radiodiffusion. Les fréquences protégées s'étendent jusqu'à 100 MHz, ce qui fait très plaisir aux OM fervents des GHz ! On peut relever des champs admis de 2 mV/m de 30 à 300 MHz et 3 mV de 300 à 1000 MHz. Une exception est faite cependant pour l'oscillateur des Rx FM dont la Fi, comme chacun sait est de 10,7 MHz (limite : 10 mV/m). Quand on sait effectivement, que les plus mauvais des récepteurs amateurs ont des sensibilités de l'ordre du microvolt, on frémit un peu !... Rappelons que l'U.T.E., 20, rue Hamelin, 75016 Paris édite la norme C 91-100, qui concerne tous ces textes.

Rayonnement parasite des récepteurs radio

Avant de revenir sur le cas qui nous intéresse particulièrement, à savoir : perturbation d'un ensemble quelconque de réception par une installation d'émission d'amateur, il nous semble utile de parler du phénomène inverse, sans toutefois s'y étendre. Il s'agit en effet du brouillage, sur les bandes amateurs, provoqué par des récepteurs défectueux. Il arrive quelquefois que certains oscillateurs (qui ne sont après tout que de minuscules émetteurs), fassent entendre leurs harmoniques (quand ce ne sont leurs fondamentales) sur nos propres récepteurs occasionnant ainsi de multiples « oiseaux » et interférences de toutes sortes. Bien sûr, il existe, là-aussi des textes officiels qui précisent :

— « Que les constructeurs de récepteurs de radiodiffusion sonore ou visuelle sont tenus de les pourvoir de dispositifs appropriés ou de les établir de façon que le fonctionnement de ces appareils n'engendre pas, dans les bandes de fréquence réservées au service de la Radiodiffusion, des forces électromotrices ou des rayonnements H.F. ».
Malheureusement, dans la pratique, ces dispositions ne sont pas toujours prises. On indique que, pour la bande de fréquence 0,15 à 30 Mhz, la valeur mesurée des tensions perturbatrices ne devra pas dépasser (mais oui !) **300 microvolts !** Pour les fréquences entre 30 et 300 MHz, la puissance du rayonnement perturbateur mis en évidence ne doit pas dépasser 25 nano-watts. Toutefois, jusqu'au 1er janvier 1964, cette limite est portée à 100 nano-watts. Le laboratoire central des industries électriques 2, rue Maréchal-Leclerc, 92260 Fontenay-aux-Roses est habilité à fournir des procès-verbaux d'essais, à la suite de mesures conformes.

Les différents cas de QRM

On distingue trois grandes familles d'appareils susceptibles d'être brouillés par des émissions amateurs.

1) Les appareils de radio-télé-diffusion

Dans lesquels nous classerons :
- les récepteurs de télévision
- les récepteurs de radio (qu'ils soient à tubes ou à transistor, sur secteur ou autonomes).

2) Les appareils de reproduction :

- tourne-disques
- chaines H. F. et amplis de sonorisation
- prothèses auditives.

3) Divers :

— ascenseurs et monte-charge à asservissement électronique,
— appareils électroniques industriels.

Dans ces trois familles, nous citerons les trois cas les plus fréquents, bien qu'ayant des causes et des remèdes différents :
1) récepteurs radio
2) récepteurs T.V.
3) chaine Hi Fi.

Cas du récepteur de radiodiffusion

Le QRM peut provenir de deux endroits 1) par voie HF ; 2) par voie BF (détection). Le 2e cas est le plus général. Il s'agit bien souvent d'un mauvais découplage sur la grille d'entrée du tube préampli BF, et l'on pourra y remédier de plusieurs façons. Certains vieux récepteurs n'étaient pas câblés en fil blindé pour les liaisons inter-étages. C'est déjà une première modification. On peut ensuite essayer d'insérer en série dans l'arrivée du signal une self de choc, suivie d'un condensateur de 3 000 pF à à la masse, soudé au plus près sur la grille. Mettre la carcasse métallique des potentiomètres BF à la masse par un fil soudé très court.
Le signal perturbateur arrivant par « voie HF » est plus compliqué à traiter. Nous y reviendrons.

Cas du récepteur de télévision

Si l'on excepte le problème de la détection BF, qui est assez vite traité, la majorité des cas réside dans le fait que la perturbation arrive soit par l'aérien, soit par battement entre harmoniques et oscillateurs. Un troisième cas (la plaie des OM sur 28 Mhz) est précisément que la plupart des Fi TV sont sur 28 MHz, le signal étant détecté directement par le téléviseur. Il existe dans les deux cas une série de filtres, réglés sur les fréquences adéquates, et très efficaces dans la plupart des cas. Nous citerons par exemple le filtre anti-TV,réalisé par un OM, F9FT, bien connu des radioamateurs français, et d'une efficacité surprenante. Nous l'avons personnellement essayé sur trois téléviseurs différents, dont un couleur, perturbés par notre émission 144 MHz. Le phénomène a complètement cessé, depuis trois ans, par l'insertion de ce filtre en série entre l'antenne TV et son récepteur, voir **figure 1.**

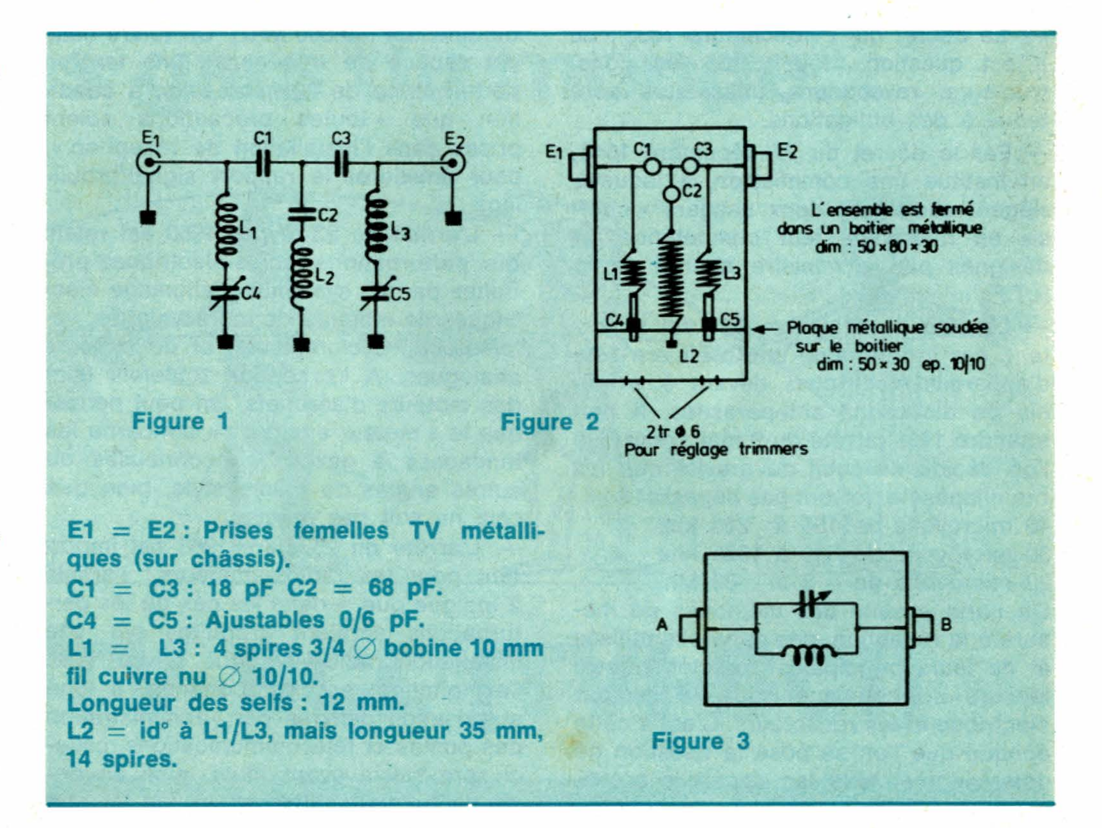


Figure 1

Figure 2

Figure 3

E1 = E2 : Prises femelles TV métalliques (sur châssis).
C1 = C3 : 18 pF C2 = 68 pF.
C4 = C5 : Ajustables 0/6 pF.
L1 = L3 : 4 spires 3/4 ∅ bobine 10 mm fil cuivre nu ∅ 10/10.
Longueur des selfs : 12 mm.
L2 = id° à L1/L3, mais longueur 35 mm, 14 spires.

Nous donnons, **figure 2,** la réalisation pratique d'un tel filtre.
Il est cependant des cas spécifiques où un tel filtre peut ne pas être efficace : absence de blindages, sélectivité insuffisante au niveau de l'étage HF ou simplement câblage effectué sans les précautions usuelles. Dans le cas (relativement fréquent) d'arrivée de HF par le secteur, on montera un filtre secteur sur l'appareil perturbé. Un autre filtre, facilement réalisable par l'amateur, est donné **figure 3 :** il utilise le minimum de composants et s'insère également en série dans l'antenne. Il suffit simplement de régler le condensateur pour élimination du défaut.
Le tout peut être fermé dans un boîtier métallique comme précédemment. Ce boîtier pourra être simplement, pour des raisons d'esthétique, accroché au dos du téléviseur.

Les filtres secteur

Nous l'avons dit, il arrive fréquemment que la HF perturbatrice arrive par l'intermédiaire du secteur. Seul un filtre bien étudié peut être efficace en la matière. Notre ami F8PA, de la région parisienne, n'a pas été exempt du QRM, véritable fléau des OM actuels. Aussi s'est-il penché sur la question, afin de résoudre ses problèmes. Il a monté et expérimenté le filtre de la **figure 4,** qui lui a donné entière satisfaction.

Toutes les capacités seront soudées sur la cloison centrale, sauf C1, qui se trouve entre les 2 fils secteur, mais surtout pas à la masse. En effet, la HF provenant du TX et susceptible d'être véhiculée par le secteur, est découplée à la terre par les 4 capacités précitées. Mais si votre terre n'est pas excellente et que la boîte du filtre reste à un potentiel quelconque, vous réinjecterez effectivement la HF dans le secteur, si C1 est reliée à la cloison. Pour une meilleure efficacité, le blindage sera réuni à une excellente prise de terre, et le filtre placé au plus près de l'appareil à protéger.

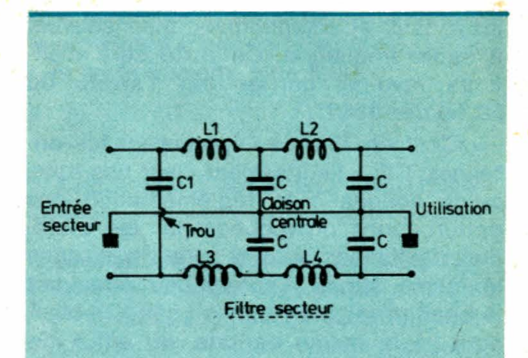


Figure 4 : L1 = L3 : 100 spires sur mandrin bakélite ∅ 20 à 25 mm. L2 = L4 : 25 spires jointives ∅ 15 mm. Fil cuivre émaillé ∅ 12 à 16/10 de mm. C : 5 000 pF céramique ou mieux mica isolant 1 500 V service.

Précisons enfin qu'en ce qui concerne les amplis BF en général, les services de protection ne peuvent naturellement rien faire, puisqu'il n'y a pas brouillage d'émission. Dans ce cas le défaut peut être éliminé au niveau de la BF par découplage, comme vu plus haut, ou par filtre secteur. On pourra également remplacer les fils de liaison classiques entre l'ampli et le (ou les) HP, par du fil blindé, avec mise à la masse côté ampli. En effet, la plupart du temps, la HF est ramenée par ces câbles qui servent alors d'antenne (pour peu qu'ils soient accordés !) sur les transistors de sortie BF, et souvent sur la ligne de contre-réaction.

Cas où l'émetteur est en cause

C'est très rare, puisque sur tous les cas signalés, on a estimé que 95 fois sur cent, l'amateur-émetteur était hors de cause. Il est bon cependant d'examiner les cas où tel ou tel système serait efficace.

L'ami Gérard F5VL, de Longyon en Meurthe-et-Moselle, préconise quelques astuces. Il a monté un filtre secteur qui alimente son émetteur. Ce filtre constitué de deux bâtonnets de ferrite (IL 200 ∅ 10) sur lesquels sont enroulées 20 spires de fil électrique sous thermoplastique (spires jointives). A chaque extrémité, on trouve une fiche secteur mâle et une femelle de l'autre. Fréquences rejetées 27 — 50 MHz **(figure 5).**

Naturellement, il serait souhaitable que l'amateur fasse en sorte qu'il n'y ait pas de QRM **AVANT.** Pour cela, tous les circuits, pour ne pas rayonner, seront enfermés dans un boîtier métallique réalisé en laiton, cuivre ou aluminium. Les différents étages seront séparés par des cloisons métalliques. On évitera autant que possible les couplages anodes-grilles par capacités dans les liaisons inter-étages, qui sont plus ou moins générateurs d'harmoniques, ou qui, du moins, les transmettent. On leur préférera les couplages par transformateur dit « filtre de bande ». On veillera à ce que les arrivées secteur soient correctement découplées par des capacités mica à fort isolement à la masse. Chaque fois que cela sera possible, on intercalera dans l'antenne un filtre passe-bas stoppant les harmoniques de la fréquence émise.

Secteur
TX

Figure 5

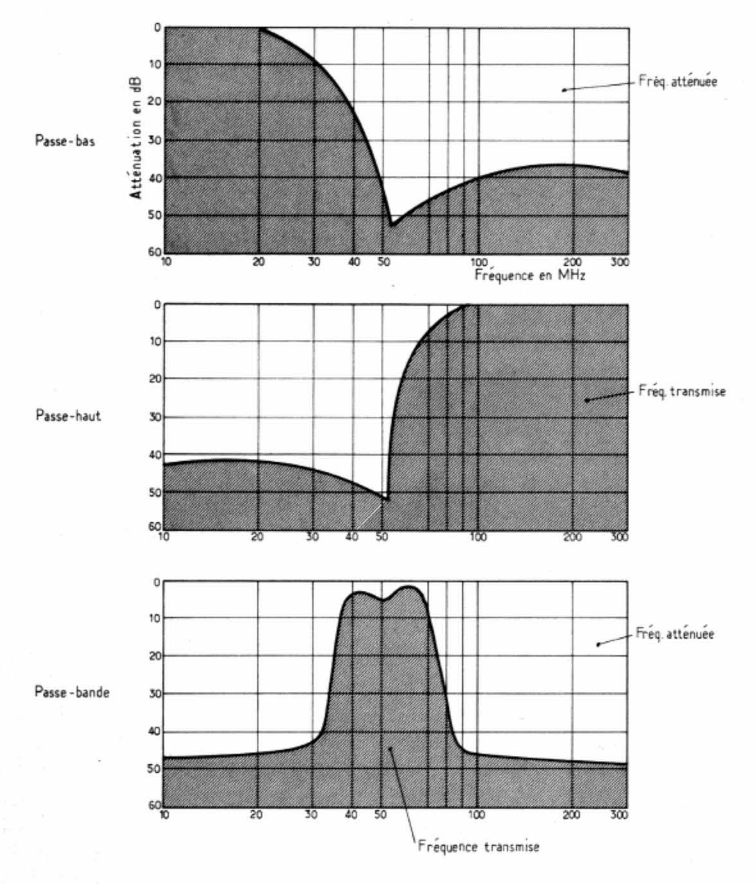


Figure 6

Si l'on met en évidence, malgré les précautions prises d'autres fréquences indésirables, qui sont transmises par le câble coaxial de l'émetteur, on peut essayer d'y remédier en insérant entre l'émetteur et l'antenne une « trappe ». Il s'agit d'une ligne quart d'onde ouverte, branchée en dérivation sur le câble d'antenne. Cette ligne sera instituée avec le même coaxial que celui déjà utilisé pour la liaison Tx/Antenne et de longueur :

$$\text{L en cm} = \frac{4869}{\text{Fréquence à éliminer en MHz}}$$

Pour réaliser mécaniquement cette opération, on se servira de T, du modèle habituellement utilisé à la station (T.V., S0239 ou encore type N voire BNC).
Pour clore ce chapitre, nous rappellerons brièvement la définition des trois sortes de filtres qui nous intéressent :

Un filtre passe-bas

Est un filtre qui transmet avec très peu d'atténuation toutes les fréquences plus basses que la fréquence de coupure, mais par contre, qui atténue beaucoup toutes les fréquences qui lui sont supérieures. L'atténuation n'est pas la même forcément pour toutes les fréquences atténuées, et il est même possible d'obtenir une atténuation maximale pour une QRG déterminée.

Un filtre passe-haut

Est un filtre qui transmet avec très peu d'atténuation toutes les fréquences plus hautes que la fréquence de coupure, mais atténue toutes les fréquences qui lui sont inférieures. Tout comme le filtre passe-bas, il est possible d'obtenir une atténuation maximale pour une QRG déterminée.

Un filtre passe-bande

Est un filtre qui transmet une bande de fréquence bien déterminée sans beaucoup de pertes, mais qui atténue les fréquences plus hautes et plus basses que la bande passante. Les variations de caractéristiques à l'intérieur de la bande considérée sont habituellement faibles. Avec la **figure 6,** nous aurons une idée de la représentation graphique des trois sortes de filtres couramment employés.

Conduite à tenir en cas de QRM

La règle principale, en cas de réclamation est d'abord d'écouter le requérant exprimer ses griefs, en faisant preuve de calme et de politesse. Ce qui n'est pas toujours facile, nous l'avouons, lorsque vous avez affaire à un énergumène violent, parfois grossier, et qui vous menace de « plastiquer » votre installation, ou de couper à la cisaille les haubans de vos aériens ! Ne riez surtout pas, cela est arrivé nombre de fois...

Si le plaignant semble nerveux (essayez de vous mettre un tant soit peu à sa place) expliquez-lui ce qui peut se passer, à priori, sans entrer dans les détails techniques, et en lui promettant (ce qu'il faut évidemment faire) de regarder si tout est normal de votre côté. Vous lui direz également que, tant que vous n'êtes pas absolument certain de l'excellent fonctionnement de votre station, vous vous abstiendrez temporairement de transmettre aux heures de grande écoute.

Cela dit, il ne faut pas que cette correction avec laquelle nous vous incitons à traiter votre « client », vous empêche de faire valoir vos droits, ce qui est tout à fait logique. De deux choses l'une :

— ou bien votre interlocuteur est un homme intelligent, qui comprendra votre point de vue et vos explications ;

— ou bien il s'agit d'un borné, ayant déjà les idées bien arrêtées avant de venir sonner à votre porte, et là, hélas, il n'y a pas grand'chose à faire.

Si votre voisin est un homme sympathique, avec lequel vous entretenez d'excellentes relations de bon voisinage, vous pouvez, si vous le désirez, l'aider et, qui sait, parvenir à le dépanner. Si vous n'êtes pas sûr de son éventuel comportement, vous pourrez, sur place vous rendre compte des « dégâts » occasionnés par votre station, mais en aucun cas, ne toucherez à son installation. Il ne faudrait pas en effet, que vous soyiez tenu pour responsable de la mauvaise marche d'un appareil sur lequel vous seriez vous-même intervenu. Dans ce cas-là, vous expliquez au plaignant que la meilleure solution est qu'il se mette en contact avec le vendeur de son appareil, qui devra alors remédier au mal.

Malheureusement, le passé a prouvé que, dans 90 % des cas les techniciens appelés à l'aide ne pouvaient guère intervenir efficacement. D'abord parce que bien souvent, ils connaissent mal le problème et sont désarmés devant le phénomène surtout s'il est ardu. Ensuite parce qu'il il y a parfois tellement de travail (mise en place de blindage par exemple) voire réfection partielle du câblage, que l'appareil n'en vaut pas la peine. Là encore, si vous jugez utile, vous pourrez aider le technicien en lui prodiguant vos conseils, fruits de votre expérience. Dans tous les cas, il faut se rappeler que les auditeurs et téléspectateurs paient leur taxe à la R.T.F. C'est donc à cette administration qu'ils doivent s'adresser pour toute réclamation. C'est cette administration qui se mettra en rapport avec les P.T.T., ministère dont dépendent les radios-amateurs, pour effectuer conjointement un contrôle officiel de votre station.

Rappelons que seule, la direction des services radio-électriques (DTRI) a qualité pour faire apporter une quelconque modification à votre installation. Et seuls, les fonctionnaires des services officiels peuvent pénétrer, à tout instant, à votre domicile. En clair, cela signifie que nul n'a le droit, à part les fonctionnaires précités, à visiter votre schack, que ce soit le maire, le syndic de votre immeuble, un représentant de la R.T.F., voire un gendarme.

Cela ne veut pas dire qu'il faille systématiquement mettre à la porte l'une de ces personnalités, et refuser de discuter. Cela est donc laissé à votre appréciation personnelle. Mais il ne faut jamais accepter de modifier votre station, voire de cesser toute transmission, sur injonction de l'une d'elles. Refuser d'émettre dans de telles conditions serait d'ailleurs inévitablement compris comme une tacite reconnaissance de tort. Signalons toutefois une procédure qui, si elle n'est pas très officielle, n'en donne pas moins la possibilité d'arranger les choses à l'amiable.

Les techniciens de la R.T.F. se déplacent sur simple appel téléphonique, sans qu'il y ait « plainte » officielle. Rendez-vous est pris au domicile du plaignant pour un examen de la situation. Si (comme c'est très souvent le cas) la responsabilité est imputée à l'appareil brouillé, la R.T.F. expliquera à votre voisin qu'il est nécessaire de faire vérifier le radiorécepteur ou le téléviseur incriminé par le constructeur ou son représentant. La plupart du temps, la meilleure preuve du bon fonctionnement de votre émetteur est administrée par votre propre téléviseur qui lui, n'est pas perturbé. Plaignons enfin les OM ayant des problèmes dans un immeuble ou un groupe d'habitations, desservis par une antenne collective ; en effet, ces antennes sont souvent raccordées à des amplis à transistors à large bande, ce qui n'est pas fait pour arranger les choses.

Dans tous les cas, si vous êtes l'objet d'un contrôle quelconque, n'oubliez pas d'en tenir au courant votre association nationale. En effet le Réseau des Emetteurs Français a organisé déjà plusieurs tables rondes avec la R.T.F., le S.C.A. R.T. (syndicat des constructeurs), des revendeurs et des téléspectateurs, de façon à étudier les possibilités de prévoir l'avenir des dispositifs de protection efficaces contre le QRM, TVI et BCI. Souhaitons que ces réunions soient bénéfiques pour tout le monde.

Quelques cas spéciaux et anecdotes

Nous voudrions terminer cet article sur les brouillages par une note humoristique, oh ! certes pas pour tout le monde. Mais la radio est-elle chose si sérieuse qu'on ne puisse en rire de temps en temps ?

Il y a quelques mois, une brave femme faisait irruption dans la salle de sociétés du « café de la Manille » rue Tupin à Lyon, où se déroule, chaque mois la réunion de la section départementale du R.E.F. Elle demanda à faire la connaissance de l'ami André F1DEY, qui se fit pour l'occasion quelque peu chahuter.

L'explication fut simple : la brave femme en question était gênée depuis quelque temps par F1DEY, qui « passait » dans son téléviseur de belle façon. Or cet après-midi, F1DEY donnait rendez-vous à un de ses collègues OM, en indiquant le nom du café, rue Tupin à Lyon, adresse où elle s'empressa de se rendre, certaine d'y trouver son perturbateur.

Un autre OM, fervent de la bande deux mètres, vit un jour venir chez lui une personne se plaignant de l'entendre sur le téléviseur familial. Tout en discutant, le plaignant indiqua à l'OM qu'il en avait parlé avec un second voisin. « Celui-ci est plus à plaindre que moi lui dit-il, car lui m'a affirmé : « Moi, non seulement je l'entends, mais... je le vois ! » L'OM en question doit toujours se demander comment son microphone a pu, comme par enchantement, se transformer en... caméra !

Une autre mésaventure, arrivée à un OM français, dont la modulation de son émetteur faisait déclencher intempestivement les circuits logiques de commande d'une machine d'ascenseur de son immeuble.

Imaginons la tête des occupants de la cabine au cours d'un QSO ! L'ascenseur, devenu fou, montant ou descendant au rythme de la modulation. De quoi vous faire passer le hoquet ! Surtout avec la S.S.B.

Un OM du Gard le dimanche matin faisait profiter les fidèles de son village de tous ses QSO dominicaux : ses émissions étaient captées par détection sur

l'ampli B.F. sonorisant l'église. Gageons que lui et le curé ont dû avoir quelques mots... en toute charité bien entendu !

J'ai également connu un OM d'Hyères, dans le Var qui lui, allumait le tube fluorescent de la cuisine de son voisin.

C'était le début du trafic en Bande latérale unique à cette époque. Le tube s'allumait et s'éteignait à la demande, et ceci, compteur E.D.F. coupé naturellement. Il paraît que les services locaux d'E.D.F. se sont cassés les dents sur ce problème ardu pendant plusieurs jours, jusqu'à ce qu'on découvrît le fautif, et on s'aperçut alors que les fils d'alimentation du tube fluo résonnaient exactement sur 14 Mhz !

Dans ce genre d'anecdote on cite aussi le cas d'une vieille dame aux Etats-Unis (cela n'étonnera personne !) qui éprouvait de curieux maux de tête. Elle disait qu'elle ressentait de la musique toute la journée, bien qu'elle ne fasse pas fonctionner ses appareils de réception. Son fidèle médecin dut certainement la prendre pour plus folle qu'elle n'était puisqu'on découvrit, plusieurs mois plus tard la solution (incroyable) du problème.

Cette vieille et honorable dame habitait tout à côté des installations émetteurs d'une station ondes moyennes dans le Wisconsin. D'autre part elle avait eu, comme tout un chacun, des ennuis de dentition, qui avaient occasionné la pose d'une prothèse dentaire. On se rendit compte que le mélange salive-métal du bridge agissait comme semi-conducteur, et l'ensemble détectait tout simplement les émissions du centre émetteur tout proche, ce qui lui résonnait en permanence dans la tête, au point qu'elle n'en trouvait plus le sommeil. Fantastique non ? Enfin je garderai pour la bonne bouche une histoire (véridique celle-là je le jure). Elle m'a été contée par un ami dont je tairai l'indicatif par... amitié.

La scène se passe à un carrefour, dans les rues de Lyon.

Mon ami est arrêté au feu rouge, fenêtres ouvertes car il fait chaud. Il salue son voisin, attendant lui aussi que le feu passe au vert, et lui demande gaiement si ça va. L'autre le regarde, étonné, et répond que oui.

Mon ami lui propose de s'arrêter afin d'aller se rafraîchir (en langage OM, on dit : se « rincer la cathode »). Son interlocuteur, de plus en plus étonné, accepte néanmoins, et voilà nos deux larrons attablés devant un demi bien frais. Mon ami se lance alors dans un long monologue, expliquant qu'il n'est autorisé que depuis six mois seulement, qu'il trafique beaucoup sur VHF, indique quelles sont ses conditions de travail et qu'il espère bien rapidement passer son examen, afin de « faire » du décamétrique. Au bout du compte, les demis sont vidés et mon ami dit à l'autre : « Tu ne dois pas être très actif car ton indicatif m'est inconnu ». Ce n'est pas tant le tutoiement irrespectueux que la question qui finit de troubler son interlocuteur. Celui-ci rétorque : « Mon indicatif ? Quel indicatif ? » Mon ami l'entraîne vers son véhicule, garé non loin de là. Sur la lunette arrière, il lui désigne un superbe « F1AT », et part aussitôt d'un grand éclat de rire, laissant l'autre définitivement médusé, et persuadé qu'il avait affaire à un fou. Ce qu'il avait pris pour l'indicatif apposé sur la vitre arrière (comme le font beaucoup d'OM) était simplement... la marque de la voiture, qui se trouvait être une... FIAT... Mon ami n'a jamais voulu me raconter la fin de son histoire. F0RD ne devait pas être loin !

Il y en a encore bien d'autres de ce genre, et l'on passerait certainement de bons moments à se les conter, mais ceci est... une autre histoire. Et F3KF écrivait récemment dans un journal local :

— En fait, les perturbations dont souffrent les récepteurs de radio et de T.V. s'inscrivent dans le vaste problème de l'environnement technique de notre époque. La jeunesse d'application des techniques électroniques nécessite une attention particulière de leurs utilisateurs. Si nous voulons en tirer les avantages escomptés et contribuer à l'essor de ces techniques, la coopération de toutes les disciplines est nécessaire dans ce domaine. Notre qualité de radio-amateurs fait de nous les expérimentateurs les plus avertis en la matière. Après que nos anciens eurent été les pionniers des ondes, nous en sommes maintenant les héritiers, les usagers les plus divers, étant donné l'éventail des fréquences dont nous disposons.

Nous sommes à la fois techniciens et utilisateurs. Aucun but lucratif ne vient troubler notre domaine de recherche et, du fait de l'esprit de camaraderie des radio-amateurs, notre sens social et critique franchit les frontières. Par sa structure même notre organisation internationale (IARU) est devenue le plus formidable et le plus important réseau de télécommunications du monde, avec plus de 600 000 stations. Il y a plusieurs millions d'OM à l'écoute en permanence, et répartis sur tous les points du globe.

Quel organisme officiel, malgré ses moyens gigantesques peut en dire autant ?

J. RANCHET - F1UO

Séparation en trois ou quatre canaux

(Suite et fin de la page 53)

Le plus souvent, on sépare l'ensemble des signaux BF en deux canaux à l'aide de filtres, l'un passe-bas pour les basses et une partie basse du médium et l'autre pour les aiguës et la partie haute du médium.

Par exemple, les canaux suivants : 50 à 1 000 Hz et 1 000 à 10 000 Hz.

Il est également possible de choisir d'autres fréquences frontières, par exemple 250 Hz, d'où les canaux 20 à 250 Hz (basses) et 250 à 10 000 Hz, ou encore, 30 à 3 000 Hz et 3 000 Hz à 10 000 Hz, etc.

Les filtres sont disposés à la sortie de l'étage final de l'amplificateur de puissance et les sorties des filtres sont connectées aux haut-parleurs spécialisés.

Selon la même technique, on pourra adopter un ensemble de trois filtres, l'un passe-bas pour f < 300 Hz par exemple, le second passe-bande pour 300 < f < 3 000 Hz et le troisième passe-haut, pour f > 3 000 Hz. On pourra généraliser ce système de séparation en prévoyant un filtre passe-bas, un filtre passe-haut et n — 2 filtres passe-bande, donc en tout n filtres. (Voir **fig. 7**).

Cela utiliserait toutefois autant de haut-parleurs dont il serait nécessaire de connaître le rendement aux signaux qui leur sont attribués. Il faudrait alors prévoir des atténuateurs comme ceux de la **figure 8** mais il y aurait perte de puissance. A la **figure 8,** on montre la disposition des éléments. Soit Z l'impédance de sortie. On branchera le filtre convenable à la sortie et entre la sortie du filtre de Z ohms et l'entrée du haut-parleur de Z ohms également, on connectera le potentiomètre atténuateur de 3 Z ohms environ.

Par exemple, si Z = 8 Ω, le potentiomètre sera de 24 ou 25 ohms. Sa présence nominale sera égale ou supérieure à celle du haut-parleur, ce qui conduit à des valeurs élevées, par exemple 10 W. Un tel accessoire coûte cher.

On pourra remplacer le potentiomètre par une résistance bobinée à collier, mais cette solution est toujours onéreuse et comporte une perte importante de puissance dans la partie résistive du montage.

Le recouvrement des gammes

Pour simplifier, on considérera d'abord le cas de deux canaux, parmi les n prévus. Les courbes de réponse sont celles de la **figure 9.** Il est très important de savoir que les deux courbes représentent des canaux dont les signaux **s'ajoutent** en puissance.

Il convient par conséquent de connaître les tensions et les puissances correspondant aux atténuations, en décibels, indiquées sur la **figure 9.**
Les voici au tableau ci-après.
Les tensions et les puissances sont normalisées, ou, si l'on préfère, le rapport entre une tension (ou puissance) à une certaine fréquence f_0 et la tension (ou la puissance) à f_{max} fréquence, correspondant à zéro décibel.

TABLEAU I

Décibels (atténuation)	Puissances relatives	Tensions relatives
0	1	1
0,5	0,707	0,841
3	0,501	0,707
6	0,251	0,501
9	0,125	0,354
12	0,0631	0,251
15	0,03162	0,177
18	0,01585	0,125
21	0,007925	0,088
24	0,00398	0,063

Effectuons les additions pour les puissances relatives (ou normalisées) à diverses fréquences. On trouve :
à f = 800 Hz, on a pour chaque bande la même valeur, soit 3 dB, donc une somme de 0,501 + 0,501 = 1,02 de puissance normalisée.
à f = 400 Hz, on a — 9 dB et — 0,5 dB, ce qui correspond aux puissances normalisées de 0,125 et 0,707 ; leur somme est alors 0,832.
Au-dessus de 800 Hz, on trouve à f = 2 000 Hz, par exemple, les atténuations de — 15 dB et 0 dB, ce qui donne 1 + 0,0631 = 1,0631, donc une légère montée par rapport à la puissance normalisée à f frontière = 800 Hz.
Finalement, on verra que la puissance normalisée reste proche de 1, sauf lorsque f commence à se rapprocher des fréquences très basses. La puissance se réduit alors. Du côté de f > frontière, la puissance normalisée 1 se maintient d'une manière satisfaisante dans la gamme BF.
On peut voir également que si un troisième canal est prévu, il contribuera peu à la puissance totale lorsque f <f frontière. ■

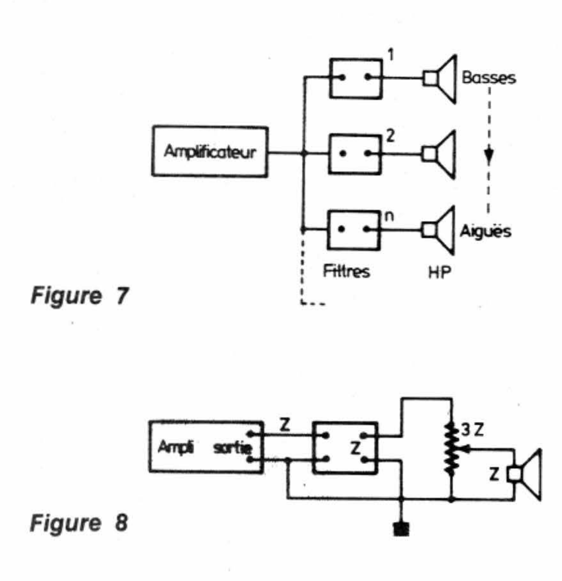


Figure 7

Figure 8

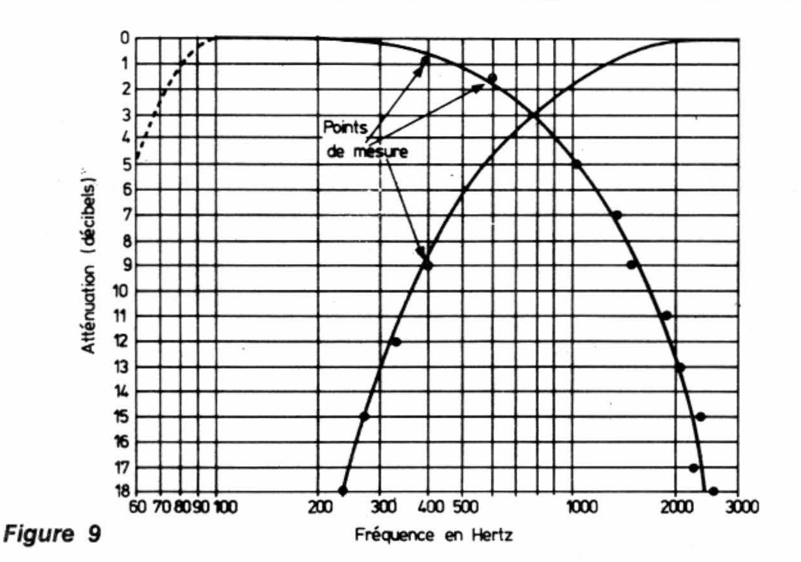


Figure 9